



# Etude et optimisation des systèmes à courant porteurs domestiques fac aux perturbations du réseau électrique

Gautier Avril

## ► To cite this version:

Gautier Avril. Etude et optimisation des systèmes à courant porteurs domestiques fac aux perturbations du réseau électrique. Sciences de l'ingénieur [physics]. INSA de Rennes, 2008. Français. NNT : . tel-00334464

**HAL Id: tel-00334464**

**<https://theses.hal.science/tel-00334464>**

Submitted on 27 Oct 2008

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : D 08 - 15

# THÈSE

présentée devant

**l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes**

en vue de l'obtention du

**DOCTORAT**

Spécialité : Électronique

**par Gautier AVRIL**

## **ÉTUDE ET OPTIMISATION DES SYSTÈMES À COURANTS PORTEURS DOMESTIQUES FACE AUX PERTURBATIONS DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE**

Soutenue le 10 Octobre 2008 devant la commission d'examen

Directeurs de thèse :

Fabienne NOUVEL

Maître de conférence à l'INSA de Rennes

Ahmed ZEDDAM

Ingénieur France Télécom R&D

Rapporteurs :

Martine LIÉNARD

Professeur à l'Université de Lille

Françoise PALADIAN

Professeur à l'Université de Clermont-Ferrand

Examineurs :

Mohamed MACHMOUM

Professeur à Polytech Nantes

Etienne CHEVREAU

Directeur Technique SpidCom Technologies



## Remerciements

Ce travail a été effectué au sein de la division Recherche & Développement de France Télécom dans l'unité de R&D *EMC (ElectroMagnetic Compatibility)* du laboratoire *SAFE (Sustainable development, Antennas, Frequencies and EMC)* avec la collaboration de l'*IETR (Institut d'Électronique et des Télécommunications de Rennes)* et de l'*INSA (Institut National des Sciences Appliquées)* de Rennes.

Je remercie tout particulièrement mes deux co-directeurs de thèse, Mme Fabienne Nouvel Uzel, maître de conférence à l'INSA de Rennes, et M. Ahmed Zeddami, responsable de l'unité *EMC* au sein de France Télécom R&D. La confiance que l'on m'a témoignée au long de ces trois années m'a profondément touché, et je garderai en mémoire les qualités humaines et techniques de cet encadrement.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance à Mme Martine Liénard et Mme Françoise Paladian pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. J'adresse également de sincères remerciements à Mohamed Machmoum et Etienne Chevreau, qui me font l'honneur de participer au jury de cette thèse.

Je remercie également M. Martial Bellec et à Marie Hélène Hamon, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux.

J'adresse mes sincères remerciements à Fabienne Moulin pour son soutien, ses conseils précieux mais surtout pour son état d'esprit, dont je partage les valeurs.

Un grand merci à Sandrine Roblot : les moments que nous avons partagés laisseront une trace indélébile.

Je souhaite également témoigner toute mon estime à Pascal Pagani et à Mohamed Tlich pour les compétences, l'enthousiasme et la sympathie dont ils font preuve.

Merci à Frédéric Gauthier pour ses conseils et le temps qu'il a su m'accorder.

Je souhaite également remercier Alain Cario et Sylvain Person pour la bonne humeur qu'ils savent si bien communiquer.

J'adresse de chaleureux remerciements à l'ensemble des personnes avec lesquelles j'ai pu travailler : Benjamin Barlaud, Yann Beaumanoir, Roland Bescond, Hassina Chaouche, Jean Marc Debraux, Hélène Fourcade, Fahd Hassoun, Francis Hauquier, Michel Le Coz, Stéphane Le Masson, Pascal Péron, Christophe Roblot, Rabah Tarafi et Loïc Tosser.

Je remercie les amis qui m'ont soutenu tout au long de cette thèse : Yannick Bourgeois, François Daunay, Alain Davoine, Christophe Guyomard, Céline Lemeur, Aziliz Le Lous, Gurvan Le Quellenec, Christophe Maquaire, Guilhem Musuy et Vincent Quére. Merci à vous.

Je remercie par-dessus tout mes parents, mon frère et Maela. C'est un bonheur de vous avoir.



# Sommaire

<i>Introduction.....</i>	<i>1</i>
--------------------------	----------

<b><i>Chapitre 1 Étude du réseau électrique domestique comme support de transmission haut débit.....</i></b>	<b><i>5</i></b>
--	-----------------

1.1 Introduction.....	5
-----------------------	---

1.2 Analyse du contexte normatif des transmissions CPL sur le réseau électrique .....	8
---	---

1.2.1 Respect des critères d'immunités électromagnétiques .....	9
---	---

1.2.2 Respect des limites d'émissions électromagnétiques.....	10
---	----

1.2.2.1 Limitations en dessous de 30 MHz .....	10
--	----

1.2.2.1.1 Limitations définies aux bornes d'alimentation .....	10
--	----

1.2.2.1.2 Limitations définies aux accès de télécommunication .....	11
---	----

1.2.2.1.3 Limites à respecter pour un modem CPL .....	12
---	----

1.2.2.1.4 Limites d'émission utilisées en pratique .....	15
--	----

1.2.2.2 Limitations au dessus de 30 MHz.....	16
--	----

1.2.3 Conclusions .....	17
-------------------------	----

1.3 Caractéristiques physiques du réseau électrique domestique .....	18
--	----

1.3.1 Topologie du réseau électrique domestique .....	18
---	----

1.3.1.1 Début du réseau domestique : le compteur électrique.....	18
--	----

1.3.1.2 Fourniture d'énergie : monophasé ou triphasé.....	19
---	----

1.3.1.3 Schéma de liaison à la terre : différent selon les pays.....	19
--	----

1.3.1.4 Topologie du réseau : complexe et imprévisible.....	20
---	----

1.3.1.5 Réseau électrique : partagé avec d'autres dispositifs .....	22
---	----

1.3.2 Perturbations électromagnétiques véhiculées sur le réseau électrique	22
--	----

1.3.2.1 Techniques de mesure des perturbations électromagnétiques .....	23
---	----

1.3.2.1.1 Mesure des bruits stationnaires à l'analyseur de spectre.....	24
---	----

1.3.2.1.2 Mesure du bruit impulsif à l'oscilloscope.....	24
--	----

1.3.2.2 Classification des perturbations EM dans la littérature .....	25
---	----

1.3.2.2.1 Approche classique .....	25
------------------------------------	----

1.3.2.2.2 Classification de Zimmermann & Doestert .....	28
---	----

1.3.2.3 Présentation des phénomènes temporels se produisant sur ligne d'énergie .....	30
---	----

1.3.3 Fonction de transfert du réseau électrique .....	31
--	----

1.3.3.1 Mesure de la fonction de transfert à l'analyseur de réseau .....	34
--	----

1.3.3.2 Analyse de la Fonction de transfert dans la littérature .....	35
---	----

1.3.3.2.1 Analyse de la fonction de transfert du réseau électrique.....	35
---	----

1.3.3.2.2 Modélisation de la fonction de transfert du réseau électrique ..	43
--	----

---

1.3.3.2.3 Approche déterministe.....	43
1.3.3.2.4 Approche empirique.....	44
1.3.3.3 Présentation des phénomènes temporels se produisant sur la ligne d'énergie.....	44
1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique .....	45
1.4.1 Technologies CPL domestiques : un besoin de norme .....	46
1.4.2 Techniques de transmission utilisables.....	48
1.4.2.1 Modulation .....	48
1.4.2.2 Codage de canal.....	49
1.4.2.3 Cryptage des données.....	49
1.4.2.4 Récapitulatif des paramètres utilisés sur les systèmes CPL .....	50
1.4.3 Spécification HomePlug AV.....	50
1.4.3.1 Bande passante.....	51
1.4.3.2 Modulation utilisée.....	51
1.4.3.2.1 Modulation OFDM : multiplexage de fréquences orthogonales.....	52
1.4.3.2.2 Allocation binaire (DMT) .....	54
1.4.3.2.3 Constellations utilisées.....	57
1.4.3.2.4 Intervalle de garde .....	57
1.4.3.2.5 Porteuses éteintes .....	59
1.4.3.2.6 Fenêtrage (windowing).....	61
1.4.3.2.7 Variation en temps de l'allocation binaire .....	63
1.4.3.2.8 Préambule.....	63
1.4.3.2.9 Porteuses pilotes.....	64
1.4.3.3 Codage de canal.....	64
1.4.3.3.1 Brouillage (scrambler).....	64
1.4.3.3.2 Turbo-code .....	65
1.4.3.3.3 Entrelaceur de canal .....	65
1.4.3.3.4 Lutte contre les perturbations impulsives aperiodiques.....	66
1.4.3.4 Génération du signal sur le réseau .....	67
1.4.4 Réception du signal CPL .....	67
1.4.5 Limitations des systèmes actuels .....	69
1.4.5.1 Bande passante limitée .....	69
1.4.5.2 Perte de débit liée à l'utilisation d'une modulation sous-optimale.....	70
1.4.5.3 Perte de débit liée à la présence de porteuses éteintes.....	70
1.4.5.4 Présence de bruits impulsifs aperiodiques .....	71
1.4.5.5 Bruit "vu" par le modem supérieur au bruit réel sur la ligne.....	71
1.4.5.6 Mauvaise immunité face aux perturbations periodiques.....	72

---

<b>Chapitre 2 Étude du canal de transmission face aux perturbations du réseau .....</b>	<b>73</b>
2.1 Introduction .....	73
2.2 Bruits électromagnétiques sur le réseau électrique .....	74
2.2.2 Méthodologie de mesure.....	77
2.2.2.1 Système de couplage .....	77
2.2.2.2 Dispositif de mesure.....	79
2.2.2.3 Logiciel Mabis .....	82
2.2.3 Traitement des mesures.....	84
2.2.3.1 Visualisation du signal temporel .....	84
2.2.3.2 Transformée de Fourier .....	85
2.2.3.3 Visualisation spectrographique .....	87
2.2.3.4 Choix de la durée des symboles OFDM .....	88
2.2.3.5 Logiciel de traitement automatisé .....	89
2.2.4 Étude des phénomènes permanents .....	90
2.2.4.1 Bruit de fond coloré.....	90
2.2.4.2 Bruit bande étroite.....	90
2.2.4.3 Bruit impulsif périodique asynchrone .....	91
2.2.5 Étude des phénomènes apériodiques .....	94
2.2.5.1 Bruit impulsif apériodique.....	95
2.2.5.1.1 Caractéristiques temporelles du bruit impulsif apériodique .....	95
2.2.5.1.2 Fréquence d'apparition du bruit impulsif apériodique .....	97
2.2.5.1.3 Impact de la perturbation.....	98
2.2.5.1.4 Conclusions sur le bruit impulsif apériodique .....	104
2.2.5.1.5 Étude du bruit impulsif sur différentes prises électriques.....	105
2.2.5.2 Variation apériodique du bruit stationnaire.....	106
2.2.5.3 Variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones .....	108
2.2.6 Étude des phénomènes périodiques synchrones.....	109
2.2.6.1 Bruit impulsif synchrone.....	109
2.2.6.2 Variation périodique synchrone du bruit stationnaire .....	110
2.2.6.3 Statistiques sur les phénomènes périodiques synchrones .....	111
2.3 Fonction de transfert du canal électrique .....	112
2.3.2 Méthodologie de mesure.....	115
2.3.2.1 Système de couplage .....	115
2.3.2.2 Principe de mesure .....	116
2.3.2.3 Dispositif de mesure.....	118
2.3.3 Traitement des mesures.....	119
2.3.3.1 Visualisation spectrographique .....	119
2.3.4 Étude des phénomènes permanents .....	121
2.3.4.1 Topologie du réseau électrique.....	121



---

2.3.4.2 Charges connectées au réseau électrique .....	121
2.3.5 Étude des phénomènes apériodiques .....	122
2.3.5.1 Variation de la topologie du réseau et/ou de l'impédance des charges. ....	122
2.3.5.2 Variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones	123
2.3.6 Étude des phénomènes périodiques synchrones .....	123
2.3.6.1 Variation périodique synchrone de l'impédance des charges .....	124
2.4 Perturbations simultanées.....	125
2.4.1 Variation apériodique de la fonction de transfert lors de l'apparition de bruit impulsif apériodique .....	125
2.4.2 Variation périodique synchrone du bruit stationnaire et de la fonction de transfert.....	127
2.5 Conclusion .....	129

<b>Chapitre 3 Optimisation des algorithmes de détection et de mitigation des bruits impulsifs .....</b>	<b>131</b>
3.1 Détection du bruit impulsif dans les bandes éteintes .....	132
3.1.1 Intérêt de la détection du bruit impulsif.....	132
3.1.2 Principe de la détection sur les bandes éteintes.....	133
3.1.3 Détection d'un symbole OFDM affecté par un bruit impulsif .....	135
3.1.4 Comparaison des performances avec d'autres algorithmes de détection .....	137
3.1.4.1 Seuil sur l'amplitude temporelle du signal.....	138
3.1.4.2 Mesure de la puissance du signal reçu sur chaque porteuse .....	139
3.1.4.3 Mesure de l'erreur quadratique moyenne sur chaque sous-porteuse .....	140
3.1.4.4 Détection sur les porteuses pilotes .....	141
3.1.4.5 Comparaison des performances des différents algorithmes.....	142
3.1.4.6 Combinaison des deux algorithmes .....	144
3.1.5 Implémentation avec du décodage par effacement.....	145
3.1.5.1 Fonctionnement d'une chaîne simplifiée en présence de bruit impulsif .....	145
3.1.5.2 Implémentation du décodage par effacement (erasure decoding) .....	148
3.2 Annulation du bruit impulsif sur un symbole OFDM.....	149
3.2.1 Algorithme de Matsuo .....	150
3.2.2 Réduction de l'effet de la perturbation suite à la détection .....	152
3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone.....	154
3.3.1 Premier algorithme d'annulation .....	156
3.3.2 Algorithme d'annulation de faible complexité .....	158
3.3.2.1 Effet de la perturbation le symbole OFDM reçu. ....	159

---

3.3.2.2 Utilisation de la différence de pente .....	162
3.3.2.3 Détection de la position de l'impulsion.....	163
3.3.2.4 Annulation de la perturbation.....	165
3.3.2.5 Étude de plusieurs formes d'onde .....	165
3.3.2.6 Cas des perturbations périodiques asynchrones .....	166
3.3.2.7 Optimisation de l'algorithme .....	167
3.3.2.8 Analyse des performances .....	168
3.4 Retransmission sans requête des données erronées .....	170
3.4.1 Principe de l'algorithme .....	170
3.4.2 Implémentation .....	170
3.4.2.1 Système à annulation d'écho.....	171
3.4.2.2 Détection sur les porteuses éteintes.....	171
3.4.3 Conclusion sur la retransmission sans requête .....	172
3.5 Conclusion .....	172
 <b>Chapitre 4 Diminution du bruit de quantification du Convertisseur</b>	
<i>Analogique/Numérique.....</i>	<i>175</i>
4.1 Introduction.....	175
4.1.1 Présentation du bruit de quantification.....	175
4.1.2 Effet du Contrôleur Automatique de Gain .....	176
4.1.3 Exemple d'impact du bruit de quantification.....	177
4.2 Optimisation de la puissance d'émission en fonction du bruit de quantification à la réception.....	181
4.2.1 Principe de fonctionnement .....	181
4.2.2 Adaptation du masque de puissance selon la fréquence.....	182
4.2.3 Impact sur le débit.....	184
4.2.4 Conclusion.....	185
4.3 Utilisation d'un contrôle de gain sélectif en fréquence.....	186
4.3.1 Introduction .....	186
4.3.2 Principe de fonctionnement .....	187
4.3.3 Impact sur le débit.....	188
4.3.4 Mode de réalisation d'un Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence...	189
4.3.5 Démonstrateur.....	191
4.3.6 Conclusions .....	192
4.4 Conclusions .....	192
 <b>Chapitre 5 Une meilleure gestion du spectre.....</b>	
5.1 Vers une CEM cognitive?.....	195
5.1.1 Principe de fonctionnement .....	196
5.1.2 Détection des émetteurs FM.....	197

---

5.1.3 Bandes éteintes "intelligentes" .....	199
5.1.4 Amélioration de la détection du bruit.....	200
5.1.5 Effet sur le système de réception FM .....	202
5.1.6 Conclusion.....	203
5.2 Augmentation de la puissance d'émission dans le respect des normes CEM .....	203
5.2.1 Principe de fonctionnement .....	204
5.2.2 Implémentation du système .....	205
5.2.3 Validation des produits vis-à-vis des normes CEM.....	208
5.2.4 Effet sur les autres systèmes de transmission.....	209
5.2.5 Impact sur le débit.....	210
5.3 Conclusion .....	213
 <i>Conclusion</i> .....	 215
 <i>Liste des contributions</i> .....	 217
 <i>Bibliographie</i> .....	 219
 <b><i>Annexe I</i></b> <i>Principe de fonctionnement de l'analyseur de spectre à balayage</i> .....	 227
 <b><i>Annexe II</i></b> <i>Principe de fonctionnement de l'oscilloscope numérique</i> .....	 229
 <b><i>Annexe III</i></b> <i>Bruit de quantification du Convertisseur Analogique/Numérique</i> .....	 231
 <b><i>Annexe IV</i></b> <i>Principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel</i> .....	 235
 <b><i>Annexe V</i></b> <i>La modulation OFDM</i> .....	 237
 <b><i>Annexe VI</i></b> <i>La transformée de Fourier</i> .....	 243
 <b><i>Annexe VII</i></b> <i>Fonctionnement d'un hacheur et impact sur le bruit impulsif périodique asynchrone</i> .....	 249
 <b><i>Annexe VIII</i></b> <i>Effet du pont de Graëtz sur les phénomènes périodiques synchrones avec le 50 Hz</i> .....	 253

## Introduction

Les pays développés ont assisté ces dernières années à un déploiement massif des techniques de transmission haut débit, principalement via des liaisons de type *DSL (Digital Subscriber Line)* et *FTTH (Fiber To The Home)*.

Ces liaisons utilisent respectivement le réseau téléphonique existant et un réseau de fibre optique comme support de transmission. Les débits peuvent alors atteindre une centaine de *Mb/s*.

Une telle bande passante a permis aux opérateurs de télécommunication d'offrir à leurs clients de nouveaux services, tels que l'internet haut débit, la téléphonie sur *IP (Internet Protocol)* ou la télévision numérique haute définition.

Ces contenus, qui arrivent au niveau de la passerelle d'accès du client (modem *DSL* ou *FTTH*), doivent cependant être distribués vers chacun des terminaux associés qui pourront les exploiter : ordinateurs, télévisions, téléphones, etc.

La liaison de la passerelle d'accès au dispositif terminal s'effectue généralement via une connexion filaire de type *Ethernet*. Malheureusement, la pose d'un câble entre les dispositifs à raccorder peut devenir une opération complexe, onéreuse et nécessite un certain talent pour ne pas se révéler inesthétique.

Plusieurs alternatives à la pose d'un nouveau câble sont heureusement possibles :

- Utilisation d'un lien radio sans fil tel que le *Wi-Fi (Wireless Fidelity)*.
- Utilisation du câblage téléphonique intérieur comme cela est fait pour la technologie *HPNA (Home Phoneline Networking Alliance)*.
- Utilisation du réseau électrique existant en utilisant des systèmes à *Courants Porteurs en Ligne (CPL)* domestiques (*PLC indoor* en anglais).

Avec des débits de transmission pouvant atteindre plusieurs centaines de *Mb/s* et une forte densité de prises électriques dans une habitation, la technologie *CPL* domestique utilise le réseau électrique de l'habitation comme support de transmission et ne doit pas être confondue avec d'autres techniques similaires de transmission sur des réseaux d'énergie :

- Les *CPL* bas débit (utilisés en domotique par exemple).
- la fourniture de service utilisant le réseau du fournisseur d'énergie (*PLC access* en anglais).
- les *CPL* sur les réseaux électriques embarqués (automobile, aviation).

Même si de nombreux points sont communs entre ces différentes technologies, cette thèse sera exclusivement consacrée aux technologies *CPL* domestiques qui permettent de transmettre les services de la passerelle d'accès au niveau de chaque pièce d'une maison sans installer de nouveaux câblages.

Dans le cas du réseau électrique domestique, la tension électrique est un signal dont la fréquence varie de 50 à 60 Hz selon le pays. La technologie *CPL* domestique va permettre de transférer sur ce réseau des données à plusieurs centaines de Mb/s.

Malheureusement, nous observons de fortes variations de la qualité de la transmission selon la qualité du réseau électrique mais aussi selon les prises qui sont utilisées au sein d'une même habitation.

Ces disparités proviennent du fait que le réseau électrique est mal adapté pour la transmission d'un signal à hautes fréquences. En effet, celui-ci est conçu pour le transport d'un signal d'énergie à quelques dizaines de Hertz mais n'est malheureusement pas prévu pour fonctionner aux fréquences utilisées par les systèmes *CPL*.

En outre, les systèmes à courants porteurs vont subir l'influence des différents d'appareils qui sont connectés au réseau électrique. Ces appareils peuvent créer de fortes désadaptations de la transmission et générer des perturbations électromagnétiques qui vont affecter la transmission entre les différents adaptateurs *CPL*.

De plus, la qualité de ce support de transmission est variable puisque la connexion/déconnexion d'un appareil risque de modifier les paramètres du réseau électrique.

Le signal émis au niveau d'un adaptateur *CPL* va donc être inutilement absorbé par d'autres appareils électriques, être atténué par un câblage inadapté et être

altéré par des perturbations électromagnétiques. Cela va se traduire par une limitation du débit des adaptateurs et des erreurs de transmission risquent de se produire.

Pour le client, ces erreurs de transmission vont se traduire par des gels d'image ou des pixellisations (dans le cas de services de télévision sur *IP*) ou par un brouillage de la voix (pour une offre de téléphonie).

Il est donc indispensable pour les opérateurs de lutter contre ces phénomènes pour garantir au client un débit minimum et une qualité de service suffisante pour véhiculer l'ensemble des services proposés.

Pour arriver à cet objectif, deux démarches complémentaires ont été adoptées et seront présentées dans ce travail de thèse :

- Le perfectionnement des techniques de réception du signal afin de lutter contre l'atténuation du signal, notamment pour les liaisons les plus défavorables.
- L'amélioration de la lutte contre les perturbations électromagnétiques.

Dans le premier chapitre nous allons présenter le réseau électrique comme support de transmission d'un signal à hautes fréquences. Nous commencerons par aborder le cadre législatif qui régit une telle transmission avant de détailler les caractéristiques du réseau électrique telles qu'elles sont présentées dans la littérature. Nous détaillerons ensuite le fonctionnement des systèmes existants de transmission haut débit sur ligne électrique, notamment en détaillant les caractéristiques de la spécification *HomePlug AV* [1] que l'on retrouve dans la majorité des produits. Nous conclurons ce chapitre par une analyse des limitations et des dysfonctionnements que rencontrent ces systèmes.

Afin de déterminer les optimisations possibles de ces systèmes, nous présenterons dans le second chapitre une étude du canal électrique, notamment de ses caractéristiques en présence de perturbations sur le réseau. Nous exposerons en particulier les différentes techniques de visualisation et de modélisation que nous avons adoptées et qui permettent d'observer les fluctuations temporelles et périodiques du canal électrique.

Nous présenterons dans le troisième chapitre les méthodes que nous avons développées dans le cadre de la lutte contre les perturbations électromagnétiques présentes sur le réseau électrique. Nous exposerons notamment une méthode de détection et d'annulation des bruits impulsifs dans les fréquences inutilisées ainsi qu'un procédé de retransmission automatique sans requête de la part du récepteur.

Le quatrième chapitre sera consacré aux méthodes que nous avons élaborées pour diminuer l'impact du bruit de conversion analogique/numérique sur des liaisons où la réponse du canal varie fortement en fonction de la fréquence. Ces solutions sont basées sur une limitation de la puissance d'émission sur certaines porteuses et sur des techniques de filtrage analogique du signal à la réception. Cette étude va permettre de proposer une alternative à l'augmentation de la résolution du *Convertisseur Analogique/Numérique (CAN)*, pour un coût modéré.

Le cinquième et dernier chapitre abordera les pistes d'optimisation pour une meilleure gestion du spectre. Nous présenterons notamment les techniques dites de *CEM* cognitive, qui consistent à détecter la présence d'autres systèmes de communication afin de limiter les perturbations en systèmes. Nous présenterons également une technique d'augmentation de la puissance d'émission au-delà des niveaux habituellement choisis, mais dans le respect des normes de télécommunication.

# Chapitre 1

## Étude du réseau électrique domestique comme support de transmission haut débit

### 1.1 Introduction

Les services disponibles au niveau de la passerelle d'accès *DSL* ou *FTTH* sont en plein essor : plusieurs flux de télévision haute définition, de vidéo à la demande, de voix sur *IP* etc.

Pour exploiter pleinement ces services, il est indispensable qu'un réseau haut débit soit déployé entre la passerelle d'accès et les différents terminaux (décodeur *TV*, téléphone, ordinateur). Lorsque ces dispositifs sont à proximité, on utilise dans la majorité des cas une liaison de type *Ethernet* à l'aide de câbles blindés *RJ-45*.

Cette solution présente plusieurs avantages : un débit très confortable (jusqu'à *Gb/s*), une immunité presque totale face aux perturbations électromagnétiques extérieures et une configuration automatique de la passerelle et du terminal à l'aide des protocoles de type *DHCP* (*Dynamic Host Configuration Protocol*).

Malheureusement, pour une majorité de clients, l'ordinateur, le téléphone et les différentes télévisions ne se trouvent pas dans une même pièce. L'utilisation de câbles *Ethernet* pour relier ces dispositifs à la passerelle d'accès risque bel et bien de transformer les couloirs du domicile en galeries de câbles.

Trois options sont donc possibles :

- L'installation dans les murs et plafonds d'un nouveau réseau domestique, à l'aide d'un lien filaire (*Ethernet*) ou optique.
- L'utilisation de liens sans fil radios ou optiques.
- L'utilisation de liens physiques existants non conçus pour le haut débit.

La première solution, qui consiste à créer un nouveau lien physique, permet d'atteindre des débits conséquents et d'obtenir une qualité de service optimale.



Ce type d'installation est généralisé dans les entreprises et de plus en plus de logements neufs intègrent des réseaux de type *Ethernet*. Cependant la complexité de mise en œuvre de cette solution et l'investissement nécessaire rendent cette option inabordable pour bon nombre de clients.

L'utilisation de réseaux radio sans fils tel que le *Wifi* (*Wireless Fidelity*) permettent une souplesse d'utilisation et des débits de plusieurs dizaines de *Mb/s* qui leur ont valu un large succès. Les performances de ces systèmes sont cependant fortement limitées par la présence de murs ou de plafonds entre l'émetteur et le récepteur. Il faut aussi noter que les systèmes *Wifi* sont souvent victimes de leur succès, avec pour conséquence une dégradation sensible de la Qualité de Service ou *QoS* (*Quality of Service*) lorsque les systèmes sont utilisés pour plusieurs services simultanément ou par plusieurs utilisateurs [2]. Compte tenu de l'exploitation massive du spectre radio et du risque de saturation, il paraît donc préférable de limiter l'utilisation des liaisons radios aux terminaux mobiles (ordinateurs portables, téléphones, assistants personnels etc.).

Dans le même registre, les liaisons optiques sans fil devraient permettre des débits considérables dans un futur proche. Cependant, si le *Wifi* traversait mal les murs et plafonds, une liaison optique sans fil sera totalement bloquée par ce type d'obstacle.

L'utilisation d'un lien physique apparaît donc indispensable pour soulager les réseaux sans fil et assurer une bonne qualité de transmission quels que soient les obstacles de l'habitation. Nous avons vu que la pose d'un nouveau câblage est une opération complexe et onéreuse ; il reste donc la possibilité d'utiliser les liens physiques existants tels que le réseau électrique domestique et le réseau téléphonique (lorsque plusieurs prises sont connectées dans une habitation).

Le réseau téléphonique comme support de transmission présente quelques avantages : la passerelle d'accès, dans le cas de solutions *DSL*, se situe nécessairement à proximité d'une prise téléphonique et les autres prises téléphoniques sont parfois situées dans des endroits stratégiques d'une habitation tels que le salon, les chambres, etc. De plus, le réseau téléphonique est généralement d'une très bonne qualité (peu d'atténuation et de bruit), ce qui a permis à des technologies telles que le *HPNA* (*Home Phoneline Networking*

*Alliance*) de connaître un relatif succès (surtout aux États-Unis où la densité de prises téléphoniques est très élevée). Plus généralement, on constate en Europe que bon nombre de clients n'ont pas suffisamment de prises téléphoniques (ou elles sont mal placées) pour que ce type de produit puisse être utilisé dans la majorité des cas.

En revanche, le réseau électrique est très dense : toutes les pièces d'une habitation comportent plusieurs prises. De plus, la passerelle d'accès (que ce soit pour l'*DSL* ou le *FTTH*) est nécessairement connectée au réseau électrique et certains services, tels que la télévision sur *IP*, sont reçus sur des appareils qui sont eux aussi connectés au réseau électrique (décodeur et téléviseur).

Ces particularités rendent le réseau électrique très attrayant pour son utilisation comme support de transmission à haut débit à l'intérieur du domicile. Cependant, le câblage électrique n'est pas du tout destiné à la transmission d'un signal à haut débit : les câbles électriques sont conçus pour transmettre un signal de puissance à 50 Hz et non pas un signal à hautes fréquences. Les appareils électriques connectés sur le réseau (fours, lampes, télévisions, etc.) risquent de générer des bruits électromagnétiques et présentent une impédance non nulle qui risque d'absorber une partie du signal etc., ce qui donne un caractère très instable au canal électrique.

Pour transmettre un maximum de services sur le réseau électrique domestique avec une qualité de service suffisante, il est donc indispensable de bien analyser le canal électrique ainsi que les perturbations qui y sont présentes. Après une présentation du contexte normatif des *CPL*, nous verrons dans ce chapitre comment ce travail d'étude du canal et de ses perturbations est abordé dans la littérature.

Nous analyserons ensuite les techniques de transmission utilisées par les systèmes à courants porteurs (notamment au travers d'une étude de la spécification *HomePlug AV*) et nous conclurons par une analyse des limitations et des dysfonctionnements que rencontrent ces systèmes lors de leur fonctionnement.

## **1.2 Analyse du contexte normatif des transmissions CPL sur le réseau électrique**

Avant d'entamer toute étude du réseau électrique en lui même, il est important de connaître le contexte normatif dans lequel évoluent les systèmes à courants porteurs domestiques. Il n'est en effet pas possible d'émettre n'importe quel signal sur le réseau électrique : il existe des limitations concernant notamment le niveau de puissance, les bandes de fréquences à utiliser etc.

Ces réglementations dans le domaine de la *Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM)* visent aussi bien à éviter qu'un dispositif connecté sur le réseau électrique puisse perturber d'autres équipements mais aussi à définir un seuil de résistance aux perturbations extérieures. Ces réglementations sont définies aussi bien pour les appareils qui sont connectés sur le réseau électrique que pour des dispositifs externes tels que les appareils de réception radio, les réseaux téléphoniques, etc.

En effet, le signal véhiculé sur le réseau électrique peut provoquer le rayonnement d'une perturbation électromagnétique compte tenu de la dissymétrie des câbles d'énergie. Ce rayonnement est alors susceptible de gêner le fonctionnement de transmissions radio, mais peut aussi se coupler sur d'autres supports de transmission tels que les câbles de téléphonie. Il peut en résulter une augmentation du bruit stationnaire sur la ligne téléphonique et une réduction des performances des systèmes de type xDSL.

Au niveau de la réglementation CEM européenne, le respect des normes *EN 55024* (concernant l'immunité électromagnétique) [3] et *EN 55022* (concernant l'émission de perturbations électromagnétiques) [4] sont indispensables et conditionnent le marquage *CE* de l'équipement (ou *ATI* - *Appareil de Traitement de l'Information*). Ces normes s'appuient en grande partie sur les publications du *Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR)*, à savoir de la *CISPR 22* pour l'*EN 55022* et de la *CISPR 24* pour l'*EN 55024*.

Ces normes définissent deux catégories d'équipements dénommés "Appareils de Classe A" et "Appareils de Classe B". La Classe B est destinée principalement aux

appareils susceptibles d'être utilisés en environnement résidentiel alors que les restrictions de la Classe A (qui est plus souple au niveau des limites d'émission) couvrent des applications industrielles.

Il est intéressant de noter que la vente d'appareils de Classe A en milieu résidentiel n'est pas interdite à condition de faire figurer l'avertissement suivant dans les instructions d'emploi :

***Avertissement :*** *Cet appareil est un appareil de Classe A. Dans un environnement résidentiel cet appareil peut provoquer des brouillages radioélectriques. Dans ce cas il peut être demandé à l'utilisateur de prendre des mesures appropriées.*

Cet avertissement stipule qu'il revient à l'utilisateur (et non au constructeur) de prendre les mesures visant à faire cesser le brouillage.

### **1.2.1 Respect des critères d'immunités électromagnétiques**

La norme *EN 55024* [3] définit les critères d'immunité de l'équipement aux perturbations présentes dans son environnement :

- immunité aux décharges électrostatiques (norme *CEI 61000-4-2*).
- immunité aux champs électriques rayonnés (norme *CEI 61000-4-3*).
- immunité aux transitoires rapides en salves (norme *CEI 61000-4-4*).
- immunité aux ondes de choc (norme *CEI 61000-4-5*).
- immunité aux perturbations conduites continues à fréquences radioélectriques (norme *CEI 61000-4-6*).
- immunité aux champs magnétiques de la fréquence du réseau (50 Hz en Europe) (norme *CEI 61000-4-8*).
- immunité aux creux de tension et aux coupures brèves de tension (norme *CEI 61000-4-11*).

A l'exception de l'essai d'immunité aux perturbations conduites continues à fréquences radioélectriques, les autres essais ne posent pas de problèmes spécifiques aux équipements *CPL*.

En effet, la norme *CEI 61000-4-6* spécifie d'injecter sur l'alimentation électrique une porteuses dont la fréquence varie entre 150 kHz et 30 MHz (nous allons voir dans la partie 1.4.3.1 que ces fréquences sont justement celles utilisées par les

## 1.2 Analyse du contexte normatif des transmissions CPL sur le réseau électrique

équipements CPL). C'est pour cette raison que certains produits CPL peuvent ne pas satisfaire cette norme lorsque la porteuse vient brouiller le signal utile. Nous verrons dans la partie 1.4.3.2.2 que ce problème peut être résolu en utilisant des modulations multiporteuses de type OFDM.

### **1.2.2 Respect des limites d'émissions électromagnétiques**

L'EN 55022 [4] comporte deux tableaux de limites relatives aux perturbations générées en émission conduite, selon que la perturbation se fasse sur l'accès de télécommunication ou sur les bornes d'alimentation. Cet aspect est problématique dans le cas des systèmes à courants porteurs car l'accès de télécommunication est, par définition, identique aux bornes d'alimentation.

De plus, selon la fréquence, l'appareil en essai doit respecter différentes limites d'émission conduites ou rayonnées :

- en dessous de 30 MHz, l'appareil doit respecter des limites de perturbations conduites aux bornes d'alimentation ainsi que des limites de perturbations conduites de mode commun (mode asymétrique) sur les accès de télécommunication (cf. partie 1.2.2.1).
- Au-delà de 30 MHz, l'appareil doit respecter les limites d'émission rayonnées à une distance d'essai de 10 mètres (cf. partie 1.2.2.2).

#### **1.2.2.1 Limitations en dessous de 30 MHz**

Nous allons détailler les limites de perturbations en dessous de 30 MHz (émissions conduites), selon que l'on considère le réseau électrique comme borne d'alimentation ou comme accès de télécommunication.

##### **1.2.2.1.1 Limitations définies aux bornes d'alimentation**

Le tableau 1.1 donne les limites d'émission conduites aux bornes d'alimentation pour les équipements de Classe A entre 150 kHz et 30 MHz.

Tableau 1.1 : Limites des perturbations conduites aux bornes d'alimentation pour les ATI de classe A.

Gamme de fréquence MHz	Limites - dB(μV)	
	Quasi-crête	Valeur Moyenne
0.15 à 0.50	79	66
0.50 à 30	73	60

Le tableau 1.2 donne les limites des perturbations conduites aux bornes d'alimentation pour les équipements de Classe B entre 150 kHz et 30 MHz.

Tableau 1.2 : Limites des perturbations conduites aux bornes d'alimentation pour les ATI de classe B.

Gamme de fréquence MHz	Limites - dB(μV)	
	Quasi-crête	Valeur Moyenne
0.15 à 0.50	66 à 56	56 à 46
0.50 à 5	56	46
5 à 30	60	50
Note : La limite décroît linéairement avec le logarithme de la fréquence entre 150 kHz et 500 kHz.		

Limites de la Classe B sont donc bien plus restrictives que celles de la Classe A.

### 1.2.2.1.2 Limitations définies aux accès de télécommunication

Le tableau 1.3 donne les limites des perturbations conduites de mode commun (mode asymétrique) aux accès de télécommunication pour les équipements de Classe A entre 150 kHz et 30 MHz.

Tableau 1.3 : Limites des perturbations conduites de mode commun (mode asymétrique) aux accès de télécommunication entre 150 kHz et 30 MHz pour les ATI de classe A.

Gamme de fréquence MHz	Limites de tension - dB(μV)		Limites de courant - dB(μA)	
	Quasi-crête	Valeur Moyenne	Quasi-crête	Valeur Moyenne
0.15 à 0.50	97 à 54	84 à 74	53 à 43	40 à 30
0.50 à 30	87	74	43	30
Note 1 : La limite décroît linéairement avec le logarithme de la fréquence entre 150 kHz et 500 kHz. Note 2 : Les valeurs limites du courant perturbateur et de la tension perturbatrice sont liées à l'utilisation d'un réseau de stabilisation d'impédance (RSI) qui présente une impédance de mode commun (mode asymétrique) de 150 Ω à l'accès de télécommunication à l'essai (le facteur de conversion est $20 \log_{10} 150/I = 44\text{dB}$ )				

Le tableau 1.4 donne les limites des perturbations conduites de mode commun (mode asymétrique) aux accès de télécommunication pour les équipements de Classe B entre 150 kHz et 30 MHz.

Tableau 1.4 : Limites des perturbations conduites de mode commun (mode asymétrique) aux accès de télécommunication entre 150 kHz et 30 MHz pour les ATI de classe B.

Gamme de fréquence MHz	Limites de tension - dB (μV)		Limites de courant - dB (μA)	
	Quasi-crête	Valeur Moyenne	Quasi-crête	Valeur Moyenne
0.15 à 0.50	84 à 74	74 à 64	40 à 30	30 à 20
0.50 à 30	74	64	30	20
Note 1 : La limite décroît linéairement avec le logarithme de la fréquence entre 150 kHz et 500 kHz. Note 2 : Les valeurs limites du courant perturbateur et de la tension perturbatrice sont liées à l'utilisation d'un réseau de stabilisation d'impédance (RSI) qui présente une impédance de mode commun (mode asymétrique) de 150 Ω à l'accès de télécommunication à l'essai (le facteur de conversion est $20 \log_{10} 150/I = 44\text{dB}$ ). Note 3 : Provisoirement, un relâchement de 10 dB dans la gamme des fréquences de 6 MHz à 30 MHz est autorisé pour les services à haut débit qui ont une densité spectrale significative dans cette bande. Cependant, ce relâchement est limité aux perturbations de mode commun provenant de la conversion du signal utile dans le câble. Le relâchement provisoire de 10 dB sera réexaminé au plus tard trois ans après la date de retrait (dow), sur la base des résultats et des cas de brouillage obtenus pendant cette période. Autant que possible, il est recommandé que les limites sans le relâchement provisoire soient satisfaites.				

## 1.2 Analyse du contexte normatif des transmissions CPL sur le réseau électrique

Encore une fois, on constate que les limites de la Classe B sont beaucoup plus contraignantes que celles de la Classe A.

### **1.2.2.1.3 Limites à respecter pour un modem CPL**

Si l'on compare le tableau 1.1 avec le tableau 1.3 ainsi que le tableau 1.2 avec le tableau 1.4, on constate que la norme est plus stricte concernant les perturbations sur les bornes d'alimentation que sur l'accès de télécommunication. Le cas des systèmes *CPL* est particulier : doit-on considérer le réseau électrique comme borne d'alimentation ou comme accès de télécommunication ?

Le choix est fait au niveau industriel de considérer le réseau électrique comme un accès de télécommunication lorsque le modem émet volontairement des données sur ce réseau.

Ainsi, un modem *CPL* doit satisfaire la norme *EN 55022* concernant les bornes d'alimentation lorsqu'il est en réception et la norme *EN 55022* concernant les accès de télécommunication lorsqu'il émet des données sur le réseau ; un choix qui n'est pas anodin puisque la réglementation est plus souple dans ce cas. Cette interprétation de la norme *EN 55022* alimente les discussions entre les partisans et les détracteurs des systèmes *CPL* et il faut noter que le marquage *CE* de l'équipement n'est alors possible que si l'organisme de certification fait la même interprétation de la norme.

De plus, le choix est fait de produire des appareils qui respectent la Classe A. Même si cette classe n'est pas destinée aux applications résidentielles, la commercialisation de ces appareils est possible et les éventuels cas de brouillage sont sous la responsabilité de l'utilisateur final. Le choix de cette classe permet un relâchement de plus d'une dizaine de *dB* ce qui va permettre d'augmenter les débits de façon conséquente.

Finalement, les niveaux d'émission en dessous de 30 *MHz* visés par l'industrie des systèmes *CPL* sont ceux reportés dans le tableau 1.3. Le niveau d'émission moyen au-delà de 500 *kHz* est donc limité en valeur moyenne à 64 *dBμV* en

tension et à  $20\text{ dB}\mu\text{A}$  en courant pour les perturbations conduites de mode commun.

Cependant, les modems *CPL* ne fonctionnent pas avec une émission du signal utile en mode commun mais en mode différentiel alors que la norme *EN 55022* ne limite que les perturbations de mode commun. En revanche, le déséquilibre naturel des câbles électriques (neutre relié à la terre en régime *TT* ou *TN* cf. partie 1.3.1.3) fait qu'une part importante du signal utile des modems (de mode différentiel) se transforme en signal perturbateur (de mode commun).

Il faut donc estimer le rapport entre la conversion du signal de mode différentiel en signal de mode commun (*LCL - Longitudinal Conversion Loss*). Cette valeur va avoir un fort impact sur la "sévérité" de l'essai puisqu'elle limitera directement le niveau de signal utile qu'il sera possible d'injecter sur le câble.

Encore une fois, la difficulté provient de l'interprétation de la norme : pour les mesures sur le réseau électrique (qui est alors considéré comme des bornes d'alimentation), la norme *EN 55022* spécifie d'utiliser un *RSI (Réseaux de Stabilisation d'Impédance)* dont le *LCL* est défini à  $6\text{ dB}$ . Mais comme le réseau électrique est considéré comme un accès télécom, il est nécessaire de connaître la valeur du *LCL* du câble ; c'est dans ce cadre que la communauté *CPL* a proposé une campagne de tests utilisant la méthode de mesure définie pour les lignes télécom de la recommandation *UIT-T G.117* [5]. Sur la base des résultats présentés, un réseau de mesures présentant un *LCL* de  $36\text{ dB}$  a été proposé, soit  $30\text{ dB}$  de plus !

Et un problème reste en suspens : les tests à effectuer sur l'accès télécom tels qu'ils sont spécifiés dans la norme *EN 55022* ne sont pas applicables sur le réseau électrique, car la présence de la tension du secteur ( $220\text{ V}$  à  $50\text{ Hz}$ ) détruirait inévitablement les appareils de mesure !

Il est possible d'évaluer approximativement les limites d'émissions conduites de mode différentiel en faisant quelques hypothèses parfois simplificatrices :

- L'impédance de mode commun du réseau électrique est considérée égale à  $50\ \Omega$ , aussi bien dans le cas où il est considéré comme borne



## 1.2 Analyse du contexte normatif des transmissions CPL sur le réseau électrique

d'alimentation que si on le considère comme accès de télécommunication.

- Le *LCL* du réseau de mesure est pris égal au rapport de mode commun sur le mode différentiel, ce qui n'est pas rigoureusement exact.
- Les limites en tension exprimées en  $dB(\mu V)$  sont considérées sur une bande de 9 kHz que l'on ramène à 1 Hz pour obtenir des  $dBm/Hz$ .

Le calcul de la puissance maximale à émettre en mode différentiel peut alors être estimé à l'aide de la formule (1.1).

$$10 \log_{10} \left( \frac{V_{LIM}^2}{50} \right) - 10 \log_{10}(9000 \text{ Hz}) + LCL \text{ (en dB)} \quad (1.1)$$

Où  $V_{LIM}$  correspond à la tension limite définie par la norme exprimée en Volts.

Ainsi, en considérant le câble électrique comme borne d'alimentation avec un *LCL* du réseau de 6 dB, le tableau 1.5 nous donne les limites approximatives qui correspondent aux valeurs de la norme reportées dans les tableaux 1.1 et 1.2.

Tableau 1.5 : Évaluation des limites d'émission EN55022 en mode différentiel entre 0,5 et 30 MHz avec le réseau électrique considéré comme borne d'alimentation (*LCL* de 6 dB).

Classe Gamme de fréquence (MHz)	Limites – dBm/Hz	
	Quasi-crête	Valeur Moyenne
ATI de Classe A (0,5 -30)	- 67,5	- 80,5
ATI de Classe B (0,5 – 5)	- 84,5	- 94,5
ATI de Classe B (5 –30)	- 80,5	- 90,5

En revanche, si on considère le réseau électrique comme accès de télécommunication, avec un *LCL* de 36 dB, les limites sont alors très relâchées comme le montre le tableau 1.6 (correspondant aux tableaux 1.3 et 1.4).

Tableau 1.6 : Évaluation des limites d'émission EN55022 en mode différentiel entre 0,5 et 30 MHz avec le réseau électrique considéré comme accès de télécommunication et *LCL* de 36 dB.

Classe de l'ATI	Limites – dBm/Hz	
	Quasi-crête	Valeur Moyenne
ATI de Classe A	- 23,5	- 36,5
ATI de Classe B	- 36,5	- 46,5

Au final, selon l'interprétation de la norme qui est faite, c'est avec une marge de près de 45 dB que l'on peut définir le niveau d'émission maximal que doit respecter un modem CPL.

Au niveau des produits, une telle différence de puissance va modifier considérablement les performances des systèmes. Sans rentrer dans les détails qui seront abordés par la suite, on peut déjà affirmer que les limites très strictes du tableau 1.5 ne permettent pas de concevoir de produits *CPL* domestiques destinés au transfert de services haut débit.

#### **1.2.2.1.4 Limites d'émission utilisées en pratique**

L'industrie des *CPL* domestiques, notamment représentée par l'alliance *HomePlug* (cf. partie 1.4.1) présente dans ses spécifications [1] des limitations de puissance de  $-50 \text{ dBm/Hz}$  ainsi que la présence de *notches* (fréquences coupées) qui permettent d'éviter de perturber d'autres applications, telles que les radioamateurs.

Le choix du niveau d'émission de  $-50 \text{ dBm/Hz}$ , la présence de *notches* et leurs fréquences provient de la législation en vigueur aux États-Unis, et notamment de la norme *FCC part 15* [6]. Cette norme spécifie notamment les limites à respecter pour un système *CPL* : le masque spectral associé à cette réglementation est présenté sur la figure 1.1.

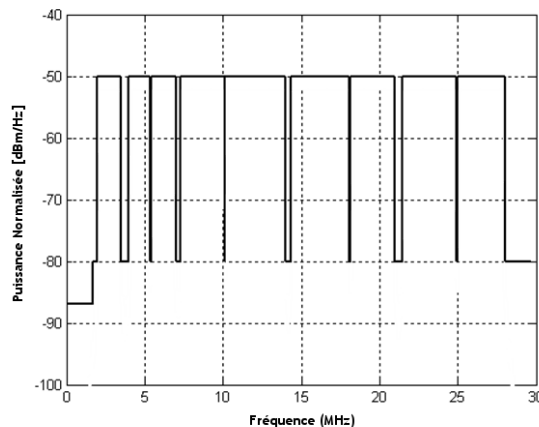


Figure 1.1: Masque spectral FCC part 15.

Si les spécifications de l'alliance *HomePlug* sont données conformément à cette réglementation, il est clairement spécifié que ce niveau doit être adapté en fonction de la législation en vigueur dans le pays où sera vendu le produit. Cependant, les produits vendus en Europe ne semblent pas adopter de niveaux différents. Les produits *CPL* actuellement commercialisés ne respectent donc la

## 1.2 Analyse du contexte normatif des transmissions CPL sur le réseau électrique

norme EN 55022 que si l'on considère le réseau électrique comme un accès de télécommunication (cf. tableaux 1.5 et 1.6).

Ces produits ont le marquage *CE* notamment grâce à plusieurs dérogations temporaires. Des discussions sont actuellement en cours au niveau du *CISPR* pour clarifier la situation des limites d'émission des modems *CPL*.

### **1.2.2.2 Limitations au dessus de 30 MHz**

Nous avons vu que l'interprétation de la norme *EN 55022* pouvait prêter à confusion jusqu'à 30 MHz, mais nous allons voir que ces problèmes ne sont pas réglés au-delà de 30 MHz.

En effet, l'*EN 55022* spécifie alors des limites d'émissions rayonnées qui doivent être effectuées sous des conditions de mesure précises dont voici quelques exemples :

- L'appareil en essai doit être configuré, installé, disposé et doit fonctionner d'une façon compatible avec ses applications typiques. Les câbles charges et dispositifs d'interface doivent être reliés à au moins un exemplaire de chaque type d'accès de l'appareil en essai, et lorsque c'est possible, chaque câble doit être relié à un dispositif représentatif d'une utilisation réelle.
- Un emplacement d'essai doit permettre de distinguer les perturbations émises par l'appareil en essai du bruit ambiant (il est néanmoins possible de s'affranchir de cette limitation sous plusieurs conditions).
- L'appareil en essai doit être, vis-à-vis du plan de masse, dans la même situation que lors de l'utilisation réelle.

Toutes ces conditions rendent l'évaluation de la perturbation rayonnée d'un modem *CPL* particulièrement complexe. En effet, le rayonnement se faisant au niveau des câbles électriques, cela va dépendre du type de câble utilisé, de l'installation électrique du domicile, du matériau utilisé pour la construction etc.

Les solutions pour s'affranchir du bruit ambiant (qui peut être particulièrement fort à certaines fréquences (notamment sur la bande *FM*) sont elles aussi

problématiques (on ne peut pas mettre toute l'installation électrique dans une cage de Faraday).

De plus, la disposition des câbles électriques par rapport au plan de masse requiert aussi de définir comment est agencée une habitation.

Des mesures ont été faites au sein du laboratoire *RESA/SAFE* à *France Télécom* pour déterminer les niveaux maximum d'émission au-delà de *30 MHz* [7]. Quelques interprétations de la norme *EN 55022* ont été faites, on considère alors que l'on peut émettre sur le réseau électrique des niveaux de l'ordre de *-70 dBm/Hz* jusqu'à *70 MHz*.

Mais une autre possibilité est de considérer l'émission au niveau du modem *CPL* seul (et non des câbles de l'installation électrique), et les niveaux pourraient alors être relevés de plusieurs dizaines de *dB*.

Encore une fois, il est probable que les industriels du domaine des *CPL* choisissent une valeur intermédiaire (certainement de l'ordre de *-80 dBm/Hz*), en utilisant des *notches*, afin de limiter les perturbations sur d'autres applications et les éventuelles plaintes qui pourraient en découler.

### **1.2.3 Conclusions**

Les systèmes *CPL* sont en Europe dans un contexte normatif particulièrement complexe à appréhender en raison des divergences d'interprétation qui peuvent être fait des systèmes. Il y a en effet de grandes différences au niveau des limites selon que l'on considère le réseau électrique comme un accès de télécommunication ou comme une borne d'alimentation, et sur la configuration des circuits de mesure.

Des travaux sont actuellement en cours au niveau du *CISPR* afin de normaliser la situation des produits *CPL*. Ces travaux devront aboutir rapidement à une clarification de la réglementation, sous peine de menacer le marquage CE de produits actuellement vendus, qui bénéficient de dérogations temporaires.

## **1.3 Caractéristiques physiques du réseau électrique domestique**

Nous allons à présent donner les caractéristiques du réseau électrique domestique, en nous basant notamment sur l'étude des canaux *CPL* que l'on peut trouver dans la littérature.

Dans un premier temps, nous présenterons la topologie du réseau, puis nous verrons les modèles de canal (fonction de transfert et bruits) tels qu'ils sont présentés dans la littérature.

### **1.3.1 Topologie du réseau électrique domestique**

Le réseau électrique domestique est un réseau complexe dont les caractéristiques peuvent varier fortement d'une habitation à une autre.

Dans l'environnement domestique, l'arrivée de l'énergie se fait habituellement au niveau d'un seul point : le compteur électrique. C'est ce point que l'on considère comme étant la frontière entre le réseau d'accès et le réseau domestique.

#### ***1.3.1.1 Début du réseau domestique : le compteur électrique***

Si le compteur électrique définit bien la frontière entre le réseau du fournisseur d'énergie et le réseau de l'habitation, celui-ci ne se comporte pas comme une barrière étanche aux signaux hautes fréquences puisque rien n'est prévu dans ces dispositifs pour filtrer les signaux hautes fréquences.

Des perturbations entre voisins qui utiliseraient des systèmes *CPL* doivent donc être envisagées. Les systèmes *CPL* doivent donc intégrer des technologies de lutte contre ces perturbations afin de garantir une Qualité de Service optimale (lutte contre les phénomènes de brouillage) et une confidentialité des communications.

Un autre cas est plus sensible : dans certains immeubles, plusieurs logements peuvent partager un même compteur électrique (ce cas semble assez fréquent en Italie par exemple). Le réseau domestique est dans ce cas dépendant de celui des

autres logements et rien ne peut empêcher la propagation du signal CPL d'un logement à un autre. Ce signal sera alors perçu comme un bruit (si l'on suppose que les différents habitants ne cherchent pas à communiquer entre eux).

### ***1.3.1.2 Fourniture d'énergie : monophasé ou triphasé***

Pour des questions de rendement, la production de l'énergie se fait, à de très rares exceptions près, en triphasé (3 phase + 1 neutre).

Dans la plupart des pays européens, notamment au Royaume-Uni, la fourniture en énergie d'une habitation domestique se fait en monophasé (1 phase + neutre), c'est donc le fournisseur d'énergie qui va partager les 3 phases de son réseau entre différentes habitations.

Cependant, dans certains pays comme en Allemagne (et dans une moindre mesure en France), il arrive que la fourniture de l'énergie se fasse en triphasé. Dans ce cas, c'est au niveau de l'habitation que la répartition des phases va se faire : certaines prises d'une même pièce peuvent alors être sur une phase alors que les prises de la pièce voisine vont en utiliser une autre etc.

Au niveau des systèmes CPL, le cas d'une installation triphasée est problématique : en effet, si les deux prises que souhaitent utiliser le client sont sur différentes phases, ces prises ne sont alors reliées par aucun lien physique (à l'exception du câble de neutre qui ne peut être utilisé seul).

Heureusement, en raison du rayonnement des câbles électriques et du couplage qui peut se produire entre les différentes phases, il est souvent possible d'utiliser des systèmes à courants porteurs sur un réseau triphasé, mais avec des débits qui sont néanmoins beaucoup plus limités [8].

### ***1.3.1.3 Schéma de liaison à la terre : différent selon les pays***

Le schéma de liaison à la terre, où régime de neutre, définit le mode de raccordement à la terre du transformateur de distribution et des masses des utilisateurs. Selon le pays et les utilisateurs, ce raccordement peut être différent.

### 1.3 Caractéristiques physiques du réseau électrique domestique

---

La norme CEI 60364 caractérise les différents schémas de liaison à la terre possibles avec la première lettre qui indique le raccordement du neutre du transformateur :

- I : isolé de la terre.
- T : raccordé à la terre.

La seconde lettre indique le mode de raccordement des masses des utilisateurs :

- T : raccordées à la terre.
- N : raccordées au neutre du transformateur.

Différents régimes de neutres sont possibles (*IT*, *TN*, *TT* etc.) et varient selon les pays (*TN* aux États-Unis, *TT* en France et en Belgique, *IT* en Norvège etc.) avec des exceptions pour certains types de bâtiments etc.

Le choix du régime de neutre va avoir un impact sur le fonctionnement des systèmes *CPL*, notamment en termes de rayonnement : les régimes *TT* et *TN* créent par exemple une dissymétrie des câbles en reliant le neutre à la terre et vont avoir un impact sur le *LCL* (cf. partie 1.2.2.1).

#### **1.3.1.4 Topologie du réseau : complexe et imprévisible**

En aval du compteur électrique, la connexion se fait généralement sur un tableau électrique qui va relier les différents réseaux : circuits de prises, circuits d'éclairage et équipements spéciaux (Fours, *VMC* etc.). Cette liaison se fait au travers de dispositifs de protection (tels que fusibles et disjoncteurs) parfois branchés en cascade...

Du tableau électrique jusqu'aux prises et lampes, les connexions peuvent se faire sous forme de réseaux en étoile (chaque prise est reliée à un point qui est lui-même connecté au tableau électrique) ou sous forme de bus (les prises sont connectées successivement sur le même lien électrique).

Généralement, l'architecture électrique d'une maison est faite avec un mélange de réseaux en étoile et de bus, ce qui le rend particulièrement complexe à modéliser. La figure 1.2 présente un exemple d'architecture de réseau électrique

qui paraît très complexe alors qu'elle ne concerne qu'un appartement de taille très limitée (20 prises).

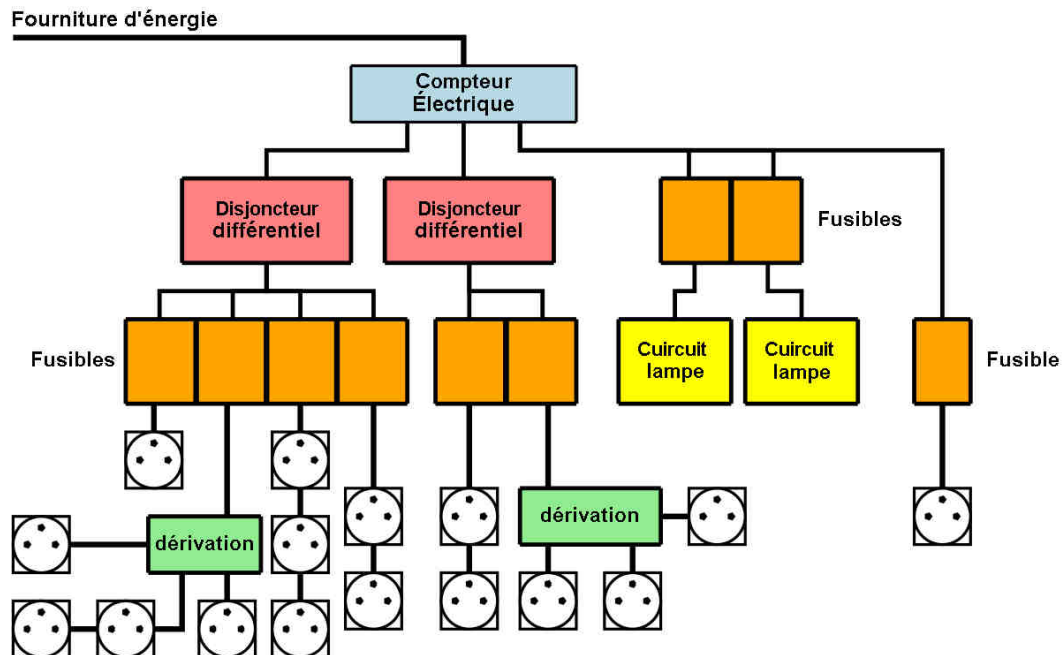


Figure 1.2 : Exemple de schéma de réseau électrique domestique.

Même si des réglementations (e.g. *NFC 15-100* en France) existent pour les installations électriques (nombre de prises par circuits, présence de disjoncteurs, de fusibles etc.), les libertés pour l'installateur sont grandes et il n'est pas possible de prédire l'architecture électrique d'une maison neuve. De plus, ces lois ayant en plus fortement évoluées au cours du temps, on constate des différences notables entre une habitation récente et ancienne.

Ces différences sont généralement accentuées dès que des travaux sont effectués après la construction sur le réseau électrique (mise aux normes, ajout de prises et de lampes lors de l'aménagement d'une nouvelle pièce etc.) car les différents dispositifs vont se greffer sur l'installation existante d'une façon parfois peu conventionnelle.

Cette complexité au niveau de l'architecture va être particulièrement défavorable à la transmission d'un signal hautes fréquences. Le signal va en effet se diviser au niveau de chaque jonction, être atténué par les câbles et les dispositifs de protection, se réfléchir au niveau de prises et des lampes qui ne sont pas adaptées.



#### **1.3.1.5 Réseau électrique : partagé avec d'autres dispositifs**

En plus d'être particulièrement complexe à modéliser, l'installation électrique comporte une multitude d'appareils (lampes, appareils électroménagers, récepteurs TV ou radio, etc.) qui vont perturber la transmission du signal *CPL*. D'une part, ces appareils risquent de provoquer des perturbations électromagnétiques, c'est-à-dire des bruits qui vont s'ajouter au signal utile. D'autre part, ces appareils électriques ont une impédance non négligeable qui va avoir un impact direct sur la qualité du lien de transmission.

Nous allons donc étudier comment ces phénomènes sont abordés dans la littérature.

#### **1.3.2 Perturbations électromagnétiques véhiculées sur le réseau électrique**

Comme nous l'avons mentionné précédemment, le canal électrique est utilisé par une multitude d'appareils électriques qui peuvent générer des perturbations électromagnétiques. Ces perturbations peuvent provenir de l'installation du client mais parfois aussi d'autres installations voisines. Les perturbations électromagnétiques se propagent alors le long du réseau de distribution jusqu'à l'installation domestique. Dans tous les cas, ces perturbations seront conduites le long de l'installation du client, traversera avec plus ou moins d'atténuation les disjoncteurs, fusibles et boîtes de dérivation avant d'arriver au niveau de la prise où sera connecté le modem *CPL*. En plus de ces perturbations conduites, on peut mentionner la présence de perturbations rayonnées. Par exemple, lors d'un orage, il arrive que le rayonnement électromagnétique de la foudre se couple sur les câbles électriques.

Dans cette thèse, nous avons choisi de ne pas distinguer perturbations conduites et perturbations rayonnées. En effet, au niveau du modem *CPL* on ne peut pas distinguer l'origine de la perturbation et on ne peut donc pas traiter séparément perturbations conduites et perturbations rayonnées. Il s'agit dans le deux cas d'un signal parasite superposé au signal utile.

L'étude distincte des perturbations conduites et rayonnées serait en revanche intéressante pour évaluer l'avantage d'un nouveau type de câble électrique blindé ou torsadé qui éviterait l'apparition de perturbations rayonnées ou d'un disjoncteur isolant des perturbations extérieures [9].

Mais ces études n'entrent pas dans le cadre de cette thèse, nous allons ici chercher à améliorer les performances des modems *CPL* sur une installation existante, sans intervention au niveau du réseau électrique du client (notamment parce que nous avons souligné que l'intérêt de la technologie *CPL* est d'éviter la pose complexe d'un nouveau câblage ainsi que l'intervention d'un technicien).

En revanche, nous allons étudier tout particulièrement les caractéristiques de ces perturbations électromagnétiques, en nous basant sur les études que l'on trouve dans la littérature.

### ***1.3.2.1 Techniques de mesure des perturbations électromagnétiques***

Nous allons voir dans la partie 1.3.2.2 que le monde des communications numériques classe généralement les perturbations électromagnétiques dans deux grandes catégories :

- Les bruits stationnaires.
- Les bruits impulsifs.

Pour chacune de ces perturbations, on va utiliser un dispositif rigoureusement différent, dont les caractéristiques sont adaptées au caractère stationnaire ou temporaire de la perturbation.

Ainsi, on utilise généralement un analyseur de spectre à balayage pour l'étude des perturbations stationnaires et un oscilloscope pour l'étude des perturbations impulsives.

Dans les deux cas, il est nécessaire de positionner un dispositif de couplage afin de mesurer le signal hautes fréquences sur la ligne en s'affranchissant de la tension du secteur *230 V à 50 Hz* (cf. partie 2.2.2.1).

#### **1.3.2.1.1 Mesure des bruits stationnaires à l'analyseur de spectre**

L'annexe I montre que le fonctionnement classique d'un analyseur de spectre se base sur un balayage dans le temps de l'ensemble du spectre à surveiller.

Sur une échelle de temps assez grande (pouvant être de l'ordre de la seconde), l'analyseur de spectre balaye les fréquences pour obtenir la densité spectrale de puissance du bruit sur l'ensemble du spectre.

#### **Avantages de la mesure à l'analyseur de spectre**

Ce principe de fonctionnement permet à l'analyseur de spectre d'avoir une sensibilité très forte et un bruit interne très faible. Ces deux propriétés le rendent très adapté à la mesure de perturbations stationnaires sur ligne d'énergie (nous allons voir dans la partie 1.3.2.1.1 que les niveaux de bruit stationnaire sont parfois très faibles).

#### **Inconvénients de l'utilisation d'un analyseur de spectre**

Si l'analyseur de spectre à balayage est parfaitement adapté à la mesure de phénomènes stationnaires, ce type d'appareil n'est pas adéquat dès que l'on veut observer des phénomènes variant dans le temps. En effet, pour connaître la *DSP* globale du bruit, il est nécessaire que celui-ci ne varie pas pendant le temps du balayage de l'analyseur. L'analyse d'un bruit impulsif, qui est un phénomène particulièrement bref, sera donc impossible : la durée d'une impulsion est très largement inférieure au temps de balayage (quelques  $\mu s$  contre plusieurs  $ms$ ).

#### **1.3.2.1.2 Mesure du bruit impulsif à l'oscilloscope**

L'annexe II présente le principe de fonctionnement d'un oscilloscope numérique basé sur l'utilisation d'un *Convertisseur Analogique/Numérique*.

En permettant une mesure des variations temporelles du signal et en offrant diverses possibilités pour le déclenchement et la mémorisation des signaux, l'oscilloscope numérique est l'outil idéal de mesure des phénomènes temporels affectant le réseau électrique.

De plus, nous verrons dans la partie 1.4.4 que le diagramme de fonctionnement d'un modem *CPL* en réception est très similaire à celui d'un oscilloscope. Cet outil va donc nous permettre de mesurer les caractéristiques du bruit présent sur le réseau d'une façon très similaire à ce qui sera réellement perçu par le modem.

En revanche, nous avons souligné dans l'annexe III que la conversion analogique/numérique engendrait un bruit (bruit de quantification) qui limitait les performances de la mesure (en terme de sensibilité et de plancher de bruit). L'oscilloscope numérique est pour ces critères, nettement moins performant que l'analyseur de spectre à balayage.

### ***1.3.2.2 Classification des perturbations EM dans la littérature***

Nous allons détailler dans cette partie les différentes façons de classer les perturbations électromagnétiques que l'on peut trouver dans la littérature.

#### ***1.3.2.2.1 Approche classique***

Nous avons vu que les perturbations présentes sur le réseau électrique avaient des origines multiples (orage, commutation d'un interrupteur, fonctionnement d'un appareil "bruyant" (au sens électromagnétique) etc.

Dans la plupart des études de perturbations électromagnétiques, que ce soit sur les systèmes *CPL*, *DSL* ou radio, le bruit électromagnétique est généralement divisé en 2 grandes catégories :

- Le bruit stationnaire.
- Le bruit impulsif.

Nous avons donc d'un côté des perturbations au caractère intemporel (bruit de fond généré par un appareil en fonctionnement par exemple) et de l'autre, des perturbations de très courtes durées dont les caractéristiques sont essentiellement liées au temps : durée de l'impulsion, temps entre deux impulsions etc.

Cette première approche est classique au domaine des communications numériques : le caractère soit stationnaire soit impulsif a par exemple été repris

### 1.3 Caractéristiques physiques du réseau électrique domestique

par les instances de normalisation *CEM* : la norme *EN 55024* [3] définit des critères d'immunité aux phénomènes continus aux fréquences radioélectriques (stationnaires) ainsi que les critères d'immunité aux transitoires électriques rapides et aux ondes de choc (impulsions).

Dans le même registre, la norme *ADSL* [10] prévoit une mesure du bruit stationnaire à l'initialisation et lutte contre les bruits impulsifs à l'aide d'un entrelacement et d'un code correcteur d'erreurs.

A partir de cette 1<sup>ère</sup> classification, des sous-catégories de bruit impulsifs et de bruits stationnaires ont été établies. C'est par exemple le cas du travail de thèse [11], qui effectue une classification des perturbations impulsives sur ligne d'énergie. Les impulsions sont séparées en deux sous-catégories principales : les impulsions isolées et les rafales. Pour chaque bruit, on isole chacune des impulsions élémentaires et on classe les bruits en fonction de la pseudo-fréquence des impulsions élémentaires.

La figure 1.3 présente les deux modèles d'impulsions : impulsion isolée ou rafale.

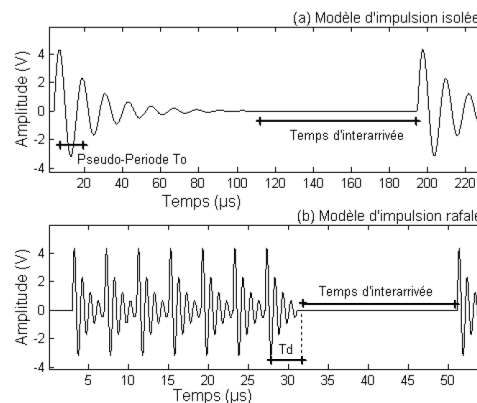


Figure 1.3 : Modèle d'impulsion rafale et impulsion isolée (source : [11]).

Cette classification permet de trouver des groupes de bruits impulsifs assez homogènes mais ne renseigne pas totalement sur les caractéristiques de celui-ci. La *Densité Spectrale de Puissance (DSP)* du bruit global ne peut par exemple pas être complètement déduite de la pseudo-fréquence des impulsions élémentaires. De plus, le concept de pseudo-fréquence semble assez difficile à évaluer pour certaines perturbations dont la forme temporelle semble assez complexe.

D'autres études, telles que [12], [13] ou [14] présentent des statistiques et des classifications sur les bruits impulsifs en prenant en compte leurs caractéristiques d'interarrivée, de longueur et d'amplitude ou de densité spectrale de puissance comme cela est montré sur la figure 1.4.

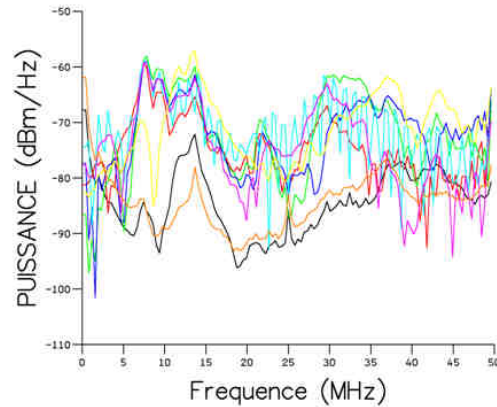


Figure 1.4 : DSP de bruits impulsifs mesurés (source : [14]).

Parallèlement, des analyses du bruit stationnaire sont effectuées à partir de mesures à l'analyseur de spectre, tel que cela est présenté dans [11] et [15]. Ces analyses permettent d'aboutir à divers modèles mathématiques tel que cela est présenté sur la figure 1.5.

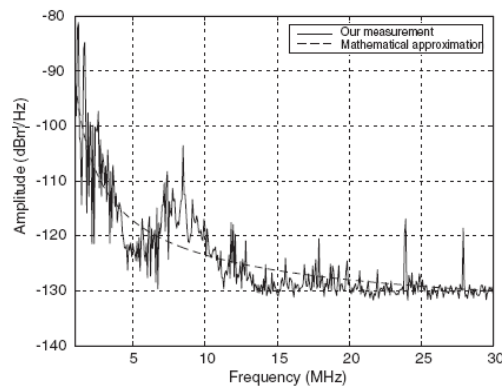


Figure 1.5 : Densité Spectrale de Puissance du bruit sur ligne électrique (source : [15]).

Cependant, en dissociant totalement bruit impulsif et bruit stationnaire, on écarte toute une partie des perturbations qui ne sont ni impulsives, ni stationnaires. Par exemple, lorsque l'on branche un appareil électrique sur le réseau, il est possible que celui-ci modifie le bruit stationnaire. Nous allons voir

### 1.3 Caractéristiques physiques du réseau électrique domestique

---

que ces variations du bruit stationnaire sont très fréquentes sur le réseau électrique et qu'il serait problématique de ne pas les considérer.

Nous avons aussi constaté que certains appareils électriques pouvaient générer des perturbations périodiques avec le  $50\text{ Hz}$  (nous détaillerons les causes précises de ce phénomène dans la partie 2.2.6). Ces impulsions, que l'on retrouve en permanence toutes les  $20\text{ ms}$ , ne peuvent pas être considérées comme exclusivement impulsives ou exclusivement stationnaires.

La classification en phénomène impulsif ou stationnaire présente bien des limites. On constate par exemple des dysfonctionnements sur certaines liaisons *ADSL* en raison de variations de bruit stationnaire et d'impulsions périodiques qui ne sont pas prises en compte au niveau des produits. Sur ligne d'énergie, le problème est particulièrement accentué en raison du nombre de dispositifs électriques susceptibles de perturber la communication.

Il est donc nécessaire de trouver une autre approche de classification où l'on pourra identifier toutes les perturbations qui ont à la fois un caractère stationnaire et impulsif.

#### **1.3.2.2.2 Classification de Zimmermann & Doestert**

Dans [16], *Olaf G. Hoijen* propose 4 classes de bruits. En plus du bruit stationnaire de fond et du bruit impulsif apériodique, 2 nouvelles classes apparaissent :

- Le bruit impulsif périodique avec la tension du secteur ( $50\text{ Hz}$  en Europe) qui est dû aux redresseurs présents dans les blocs d'alimentation. Ces redresseurs commutent en effet régulièrement selon l'état de phase du  $50\text{ Hz}$ .
- Le bruit impulsif périodique non lié à la tension du secteur. L'observation de ses caractéristiques est difficile en raison de l'utilisation d'un analyseur de spectre à balayage.

Cette approche est complétée par Zimmermann et Doestert dans [17], l'étude des bruits périodiques est cette fois faite à l'oscilloscope (ce qui permet d'en tirer des

caractéristiques temporelles et fréquentielles via une *Transformée de Fourier*). 5 classes de bruits sont alors détaillées:

- Du bruit de fond coloré : *DSP* faible et variable en fréquence.
- Du bruit bande étroite (origine : stations de diffusion).
- Les bruits impulsifs périodiques synchrones avec le secteur (fréquence de répétition de 50 ou 60 Hz). (origines : alimentations et redresseurs de tension).
- Les bruits impulsifs périodiques asynchrones avec le secteur avec une fréquence de répétition entre 50 et 200 kHz (origines : alimentations commutées).
- Les bruits impulsifs apériodiques (transitoires sur le réseau).

Cette classification plus exhaustive est adoptée dans de nombreux travaux relatifs aux perturbations électromagnétiques sur ligne électrique à leur impact sur les systèmes *CPL*. Ainsi, dans [18], une modélisation des bruits sur ligne d'énergie est proposée à partir de ces 5 différentes classes de bruits.

De la même façon, [19] détaille particulièrement les caractéristiques des bruits périodiques synchrones avec le secteur. Ce phénomène, particulièrement préjudiciable au fonctionnement des systèmes *CPL* sera détaillé dans la partie 2.2.6 en s'appuyant sur cet article.

En revanche, cette classification ne répertorie pas certains phénomènes qui se produisent sur le réseau électrique. Par exemple, le branchement d'un appareil (phénomène apériodique) peut provoquer l'apparition d'un bruit impulsif périodique asynchrone à une fréquence de 150 kHz. De la même façon, nous avons constaté des variations périodiques synchrones avec le 50 Hz du niveau du bruit impulsif périodique asynchrone.

Toutes ces combinaisons augmentent considérablement le nombre d'éléments d'une liste des perturbations électromagnétiques sur ligne d'énergie qui se voudrait exhaustive. De plus, la combinaison de phénomènes synchrones, périodiques asynchrones et apériodiques complique singulièrement la compréhension des origines des phénomènes et de leur impact.



### **1.3.2.3 Présentation des phénomènes temporels se produisant sur ligne d'énergie**

Sur les cinq classes de Zimmermann & Doestert, 3 phénomènes majeurs peuvent être isolés :

- Les phénomènes permanents.
- Les phénomènes apériodiques.
- Les phénomènes périodiques synchrones avec la tension secteur.

Les phénomènes permanents correspondent à des phénomènes dont la présence est établie et définitive du début de la connexion du modem jusqu'à sa déconnexion.

Les phénomènes apériodiques sont des phénomènes qui se produisent de façon imprévisibles, non périodiques et non liées à la tension du secteur. Par exemple, la mise en route d'un grille-pain peut modifier de façon imprévisible le niveau de bruit stationnaire sur la ligne.

Les phénomènes périodiques synchrones avec le secteur se produisent à une fréquence (quelques dizaines de *Hertz*) qui les rendent particulièrement intéressants à observer. D'un côté, ce temps est suffisamment long pour qu'un système de communication puisse transférer plusieurs dizaines de *méga-octets* (ce qui nous empêche de considérer la perturbation comme "impulsive") mais d'un autre côté, son caractère périodique et systématique lui confère des propriétés propres aux bruits stationnaires.

Nous présenterons dans le chapitre 2 une classification des perturbations électromagnétiques qui sera basée sur ces différents phénomènes. L'ensemble des différents types de perturbations (bruits impulsifs, bruits stationnaires, impulsions périodiques etc.) seront classifiées selon ces 3 phénomènes majeurs. Cette méthode permettra de mettre en avant certaines perturbations simultanées, telles que l'apparition d'un bruit impulsif simultanément à la variation de la fonction de transfert.

### **1.3.3 Fonction de transfert du réseau électrique**

Nous avons vu dans la partie 1.3.1 que la topologie du réseau électrique est une architecture particulièrement complexe avec une multitude d'appareils différents qui peuvent y être connectés. En plus des perturbations électromagnétiques qui sont présentes sur la ligne électrique, nous allons voir que cette topologie complexe va présenter d'autres limitations pour la transmission d'un signal hautes fréquences.

En effet, Le signal émis au niveau d'une prise risque d'être fortement altéré au niveau de la réception, en raison de plusieurs effets complémentaires :

- L'atténuation du câblage électrique et des dispositifs intermédiaires (fusibles, disjoncteurs).
- La dispersion du signal au niveau de chaque ramification.
- L'absorption du signal par les appareils connectés (impédance des dispositifs non nulle).
- Réflexions du signal au niveau des prises (réflexions pouvant être destructrices à certaines fréquences du fait de la superposition de sinusoïdes déphasées).

Le schéma de la figure 1.6 pointe les différents points susceptibles de provoquer des atténuations et des réflexions du signal au niveau de la topologie du réseau électrique.

On constate sur cette figure que le niveau du signal reçu au niveau du récepteur peut être fortement atténué par rapport au signal émis à un autre point du réseau.

### 1.3 Caractéristiques physiques du réseau électrique domestique

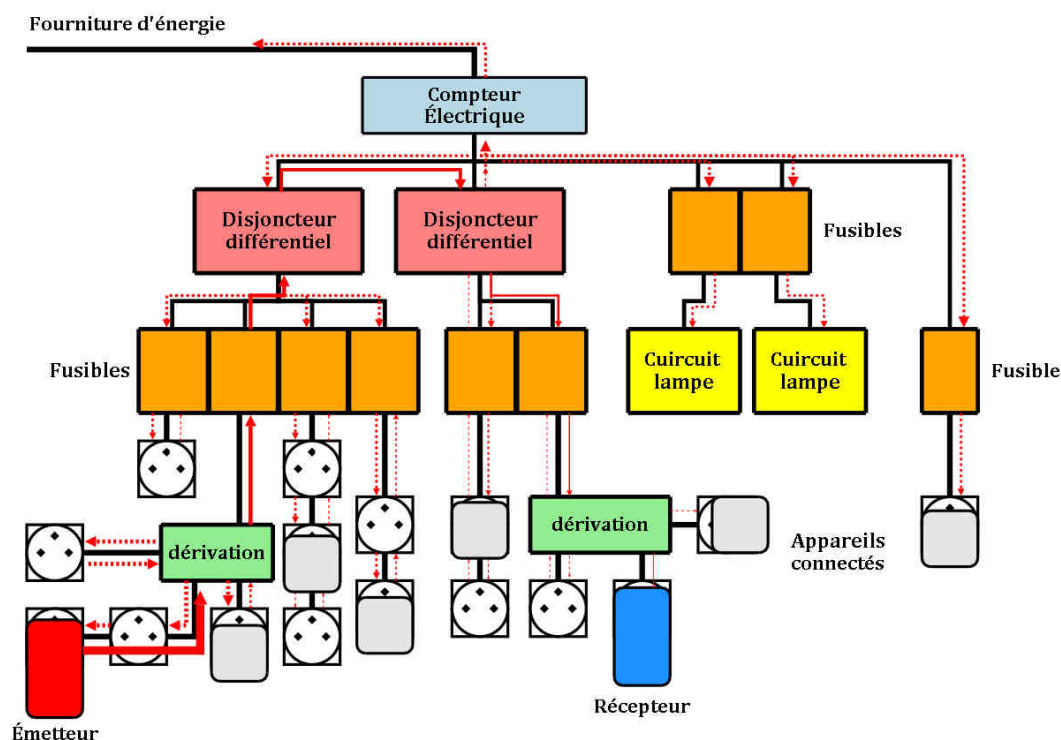


Figure 1.6 : Exemple d'atténuations et de réflexions du signal émis sur le réseau électrique.

Comme les réflexions qui se produisent ont des caractéristiques qui dépendent de la longueur du câble et de la fréquence, l'atténuation du canal entre l'émetteur et le récepteur va fortement dépendre de la fréquence. Ce phénomène peut être analysé en étudiant la fonction de transfert : cet outil modélise l'atténuation et le déphasage que subit le signal entre un émetteur et un récepteur pour chaque fréquence. La figure 1.7 présente un exemple de fonction de transfert du canal électrique, en amplitude et en phase.

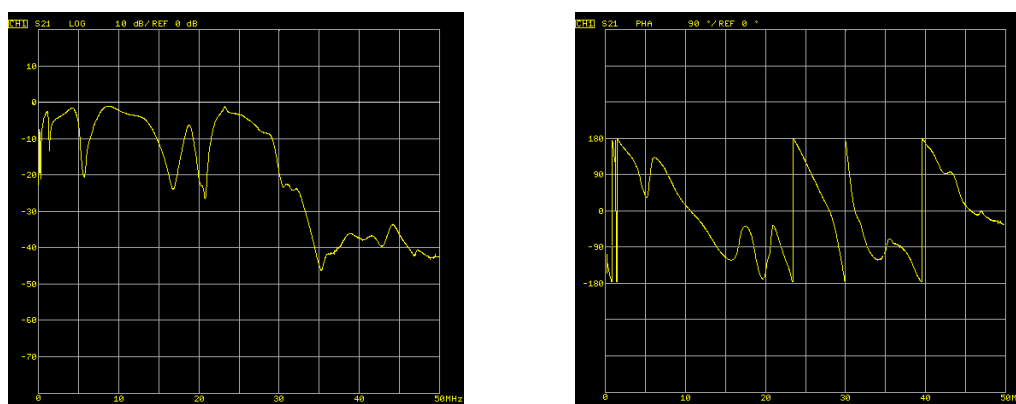


Figure 1.7 : Amplitude et phase d'une fonction de transfert.

On constate pour cette liaison que la qualité de la transmission dépend fortement de la fréquence : certaines d'entre elles sont fortement atténuées (par exemple ici entre 30 et 50 MHz) alors que d'autres ne présentent quasiment pas d'atténuation. Une telle connaissance du canal est indispensable pour élaborer les techniques de transmission que pourront utiliser les systèmes à courants porteurs.

Une autre technique d'analyse des caractéristiques du canal consiste à étudier la réponse impulsionnelle du canal. En effet, une impulsion émise au niveau de l'émetteur (un *dirac*) sera reçue comme une succession d'impulsions (trajets multiples) dont l'amplitude va dépendre des réflexions, de l'atténuation des câbles et des problèmes d'impédance.

Ce type de visualisation est équivalent, puisqu'une *Transformée de Fourier* permet de passer de la fonction de transfert à la réponse impulsionnelle et inversement. (cf. annexe VI).

$$\begin{array}{ccc} h(t) & \xrightarrow{TF} & H(f) \\ & \xleftarrow{TFI} & \end{array} \quad (1.2)$$

La figure 1.8 présente la réponse impulsionnelle associée au canal de la figure 1.7.

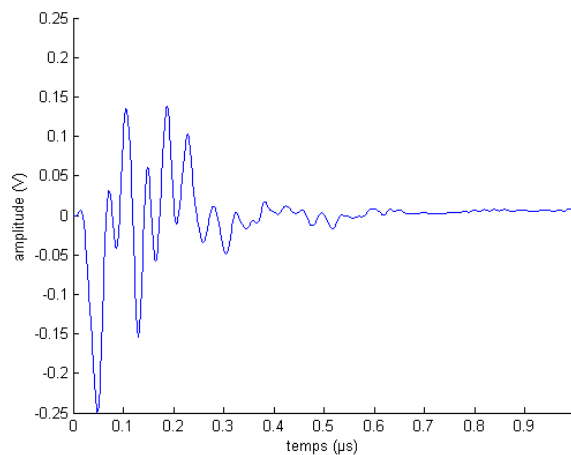


Figure 1.8: réponse impulsionnelle du canal.

Nous allons présenter quelques études de la fonction de transfert et de la réponse impulsionnelle du réseau électrique que l'on peut trouver dans la littérature. Ces études traitent aussi bien des aspects de mesure de la fonction de

transfert (à l'analyseur de réseau principalement), des analyses de ces mesures et des modèles qui y sont associés.

#### **1.3.3.1 Mesure de la fonction de transfert à l'analyseur de réseau**

La fonction de transfert sert à évaluer la qualité d'un lien en termes de transmission ; il va donc être nécessaire d'émettre un signal au niveau d'une prise et de le recevoir au niveau d'une autre pour mesurer la qualité de cette liaison.

C'est le fonctionnement qui est adopté par un analyseur de réseau, son fonctionnement est décrit dans l'annexe IV. En raison de son fonctionnement par balayage en fréquence (similaire à l'analyseur de spectre), l'analyseur de réseau présente les mêmes avantages : un plancher de bruit bas et une très bonne sensibilité.

Ces caractéristiques sont particulièrement intéressantes pour l'analyse du réseau électrique : le nombre de prises et les réflexions qui s'y produisent font que l'atténuation du signal peut diminuer très fortement pour certaines fréquences.

La principale limitation de l'analyseur de réseau est exactement la même que celle de l'analyseur de spectre : le phénomène de balayage utilisé n'est adéquat que si la fonction de transfert du canal électrique ne varie pas sur une courte échelle temporelle. Malheureusement, comme pour les perturbations électromagnétiques, nous allons voir que des phénomènes peuvent se produire sur le réseau électrique (modifications de la topologie du réseau électrique, variations de l'impédance des appareils connectés etc.) et peuvent provoquer des variations de la fonction de transfert du canal électrique.

La figure 1.9 présente par exemple une mesure effectuée à l'analyseur de réseau en présence de variations périodiques de la fonction de transfert. Le phénomène de balayage se traduit par la présence de raies sur les courbes d'amplitude et de phase de la fonction de transfert.

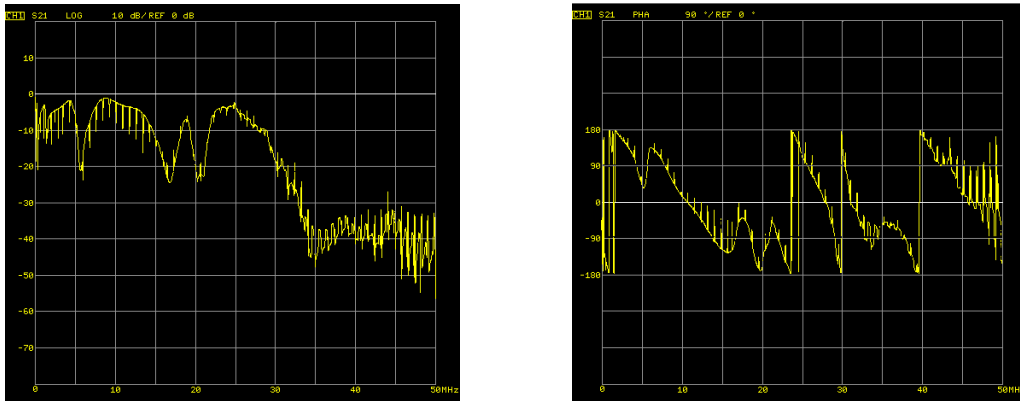


Figure 1.9 : Fonction de transfert en amplitude et en phase sur un lien qui présente des variations périodiques synchrones d'impédance.

Ces limitations du système de mesure faussent l'analyse que l'on peut faire du canal *CPL* : On croit observer une fonction de transfert particulièrement chahutée en fréquence alors qu'il s'agit de la superposition d'une succession de fonctions de transfert différentes.

Tout comme une mesure de bruit stationnaire à l'analyseur de spectre à balayage, la mesure d'une fonction de transfert à l'analyseur de réseau n'est donc pas systématiquement souhaitable.

Nous allons mettre en place dans le chapitre 2 (partie 2.3.2.1) un système d'analyse temporel de la fonction de transfert, qui nous permettra d'observer très finement les phénomènes de variations de la fonction de transfert.

### 1.3.3.2 Analyse de la Fonction de transfert dans la littérature

Nous avons vu que la topologie du réseau électrique (atténuation du câblage, ramifications etc.) et la présence de charges dont l'impédance n'est pas adaptée influencent le comportement en fréquence de la fonction de transfert.

#### 1.3.3.2.1 Analyse de la fonction de transfert du réseau électrique

Pour réaliser et dimensionner des systèmes de communications, il est indispensable de connaître certains paramètres du canal tels que la réponse du canal en fonction de la fréquence, le temps de propagation du signal ou la variation en temps du canal.

L'étude [20] souligne notamment la caractéristique de la fonction de transfert en amplitude et en phase en fonction de la longueur du lien électrique (plus la longueur est importante, plus l'atténuation sur la ligne augmente et plus le déphasage du signal augmente avec la fréquence).

Diverses publications présentent des analyses de la fonction de transfert en termes d'atténuation, de bande de cohérence ou d'étalement des retards de la réponse impulsionnelle. Nous avons complété ces analyses par deux types de mesures :

- Des mesures "classiques" de la fonction de transfert à l'analyseur de réseau (méthode habituellement décrite dans la littérature).
- Des mesures temporelles à l'aide d'un générateur de signaux et d'un oscilloscope.

Les mesures "classiques" nous ont permis de constituer une base de données importante de fonction de transfert (144 fonctions de transfert). En utilisant un procédé de mesure similaire à celui décrit dans la littérature, nous avons pu mettre nos résultats en parallèle avec d'autres données issues de pays différents.

Les mesures temporelles ont été effectuées sur un ensemble plus restreint de fonction de transfert mais nous ont permis d'observer très finement les variations temporelles de la fonction de transfert. Ces mesures complémentaires ont nécessité la mise en place d'un dispositif de mesure spécifique. Le procédé de mesure et les résultats que nous avons obtenus seront présentés dans le chapitre 2.

#### **Atténuation et déphasage moyen du canal**

L'article [21] propose un modèle d'atténuation et de déphasage moyen des canaux en fonction de la qualité du lien électrique.

L'étude des 144 canaux électriques a permis d'isoler 9 classes, en fonction du débit théorique sur chacun des ces canaux. Les canaux de la classe 1 correspondant aux canaux les moins performants et la classe 9 aux meilleurs canaux.

Cette technique a permis d'isoler certaines similitudes sur la fonction de transfert en phase et en amplitude. On constate par exemple que l'atténuation moyenne des canaux de la classe 2 (figure 1.10) suit une courbe qui peut être modélisé par la formule (1.3) (en rouge sur la figure).

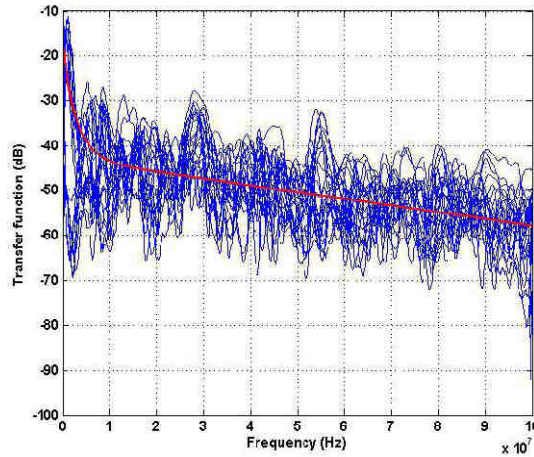


Figure 1.10 : Atténuation moyenne des canaux de classe 2.

$$-43 + 25 * \exp\left(\frac{f}{3 * 10^6}\right) - \frac{15}{10^8} f \quad (1.3)$$

L'atténuation moyenne pour les 9 classes de bruit est donnée sur la figure 1.11.

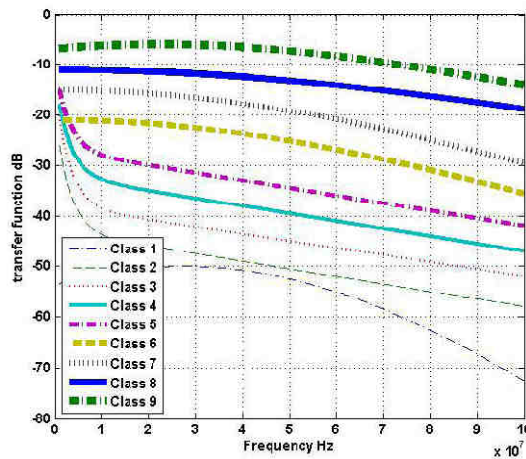


Figure 1.11 : Atténuation moyenne pour les 9 classes de bruit.

On constate évidemment que les meilleurs canaux sont ceux dont l'atténuation moyenne est la plus faible.



De la même façon un déphasage moyen est estimé dans cet article sur les 9 classes de bruit.

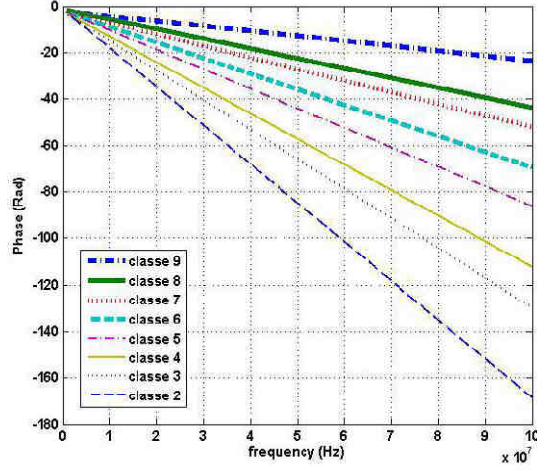


Figure 1.12 : Déphasage moyen pour les 9 classes de bruit.

Cette figure montre que la pente du déphasage augmente pour les canaux les moins bons. Cela peut être interprété par un temps de propagation plus long du signal et donc à une distance entre les prises plus élevée (en passant par le réseau électrique). Assez logiquement, ce sont donc les canaux les moins bons qui semblent les moins performants pour transmettre un signal haut débit.

#### Étalement des retards (*Delay spread*)

La réponse impulsionnelle qui a été présentée sur la figure 1.8 montre qu'une impulsion émise au niveau de l'émetteur sera reçue comme une succession d'impulsions au niveau du récepteur.

La durée de cette réponse va être particulièrement déterminante dans le dimensionnement d'un système de communication puisque des données émises à un instant donné seront reçues sur les symboles suivants : c'est le phénomène d'*Interférence Inter Symboles (ISI)*.

Afin de déterminer la durée de la réponse impulsionnelle, il est nécessaire de calculer la puissance normalisée de la réponse impulsionnelle.

$$P(t) = \frac{|h(t)|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau} \quad (1.4)$$

La figure 1.13 présente cette puissance normalisée (en dB) correspondant à la réponse impulsionnelle de la figure 1.8.

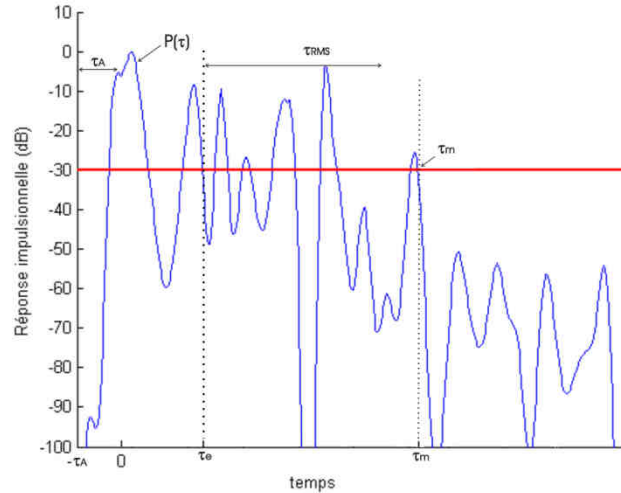


Figure 1.13 : Puissance normalisée de la réponse impulsionnelle.

De cette figure, il est possible de tirer plusieurs paramètres :

- $\tau_A$  correspond au temps de propagation du premier trajet (trajet direct). Cet instant est le point de départ du calcul du temps de la réponse impulsionnelle.
- $\tau_m$  correspond à la durée maximale de la réponse impulsionnelle. Cette valeur correspond au temps entre le dernier écho et le trajet direct ( $\tau_A$ ). L'instant du dernier écho correspond au moment où la puissance de la réponse impulsionnelle passe pour la dernière fois en-dessous d'un seuil (généralement -20 ou -30 dB). On considère que le reste de la réponse impulsionnelle est trop atténuée et que son impact sera négligeable.

Si la valeur  $\tau_m$  fournit une bonne information sur l'étalement des retards, il peut arriver dans certains cas que la réponse impulsionnelle contienne un dernier pic qui augmente considérablement le  $\tau_m$  alors que le reste de la réponse est relativement centré. Pour palier cet inconvénient, on estime l'étalement des retards *RMS* (*Root Mean Square* i.e. valeur efficace)  $\tau_{RMS}$  qui correspond à la variance des retards par rapport au retard moyen  $\tau_e$ , avec :

$$\tau_e = \int_0^{\tau_m} (t - \tau_a) P(t) dt \quad (1.5)$$

Et :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\int_0^{\tau_m} (t - \tau_e - \tau_a) P(t) dt} \quad (1.6)$$

L'étalement des retards *RMS* fournit une bonne idée de la durée de la réponse impulsionnelle.

De nombreuses études ont été menées pour étudier l'étalement des retards soit en termes de valeur maximale ( $\tau_m$ ) ou de valeur *RMS* ( $\tau_{RMS}$ ). Ainsi, dans [15] et [22], 99% des canaux étudiés présentent un étalement des retards *RMS* inférieur à 500 ns, l'étude [23] (effectuée sur des réseaux électriques en Inde) montre que le *delay spread* maximum est de 3  $\mu s$ , pour [24] 95% des canaux ont une valeur des retards *RMS* entre 240 ns et 2,5  $\mu s$  et [25] présente un histogramme où une grande majorité des retards (à priori des  $\tau_m$ ) sont inférieurs à 4  $\mu s$ .

Nous avons fait une étude, présentée dans [26], de l'étalement des retards des 144 réponses impulsionnelles mesurées sur 11 sites différents. Les résultats sont présentés dans le tableau 1.7.

Tableau 1.7 : Statistique de l'étalement des retards sur 11 sites différents.

	Min	Max	Moyenne	90% supérieurs	90% inférieurs
$\tau_A (\mu s)$	0,01	0,55	0,1751	0,05	0,31
$\tau_e (\mu s)$	0,001	0,9521	0,2584	0,0339	0,6352
$\tau_{RMS} (\mu s)$	0,027	1,367	0,413	0,066	0,784
$\tau_m (\mu s)$	0,26	10,96	3,18	0,6	6,45

Ce tableau donne les valeurs minimales, maximales et moyennes des paramètres  $\tau_A$  (premier trajet),  $\tau_e$  (retard moyen),  $\tau_{RMS}$  (étalement *RMS*) et  $\tau_m$  (retard maximal) ainsi que les seuils pour lesquels 90% de ces paramètres sont soit inférieurs, soit supérieurs.

Ces valeurs, qui sont en accord avec ce que l'on trouve dans la littérature, vont permettre de quantifier les paramètres de modulation à utiliser, notamment l'intervalle de garde (cf. 1.4.3.2.4) afin d'éviter l'*Interférence Inter Symboles*.

### **Bande de cohérence**

La bande de cohérence peut être déterminée à partir de la fonction d'autocorrélation  $R(\Delta f)$  : la *Fonction de Corrélation en Fréquence* (FCF - *Frequency Correlation Function*) :

$$R(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)H^*(f + \Delta f) df \quad (1.7)$$

Où  $H(f)$  est la fonction de transfert complexe du canal (amplitude et phase).

La bande de cohérence d'une fonction de transfert sert à déterminer la sélectivité en fréquence du canal. La mesure de la bande de cohérence va permettre de déterminer si le canal de transmission est stable en fréquence ou si celui-ci comporte de nombreux pics et évanouissements.

Pour un  $\Delta f$  donné, plus la FCF sera élevée moins la fonction de transfert variera en fonction de la fréquence.

La bande de cohérence est la valeur du  $\Delta f$  pour lequel la FCF descend en dessous d'un certain seuil, typiquement 0,5 ( $B_{c0,5}$ ), 0,7 ( $B_{c0,7}$ ), ou 0,9 ( $B_{c0,9}$ ).

Comme pour l'étalement des retards, de nombreuses études présentent des valeurs de bande de cohérence : dans [15], la moyenne des  $B_{c0,9}$  est évaluée à 1 MHz et [23] donne une valeur minimale du  $B_{c0,9}$  à 25 kHz.

Nous avons aussi effectué ces mesures sur les 144 fonctions de transfert issues de 11 sites différents. Les résultats sont présentés dans le tableau 1.8.

Tableau 1.8 : Bande de cohérence sur les 11 sites différents.

	<i>Min</i>	<i>Max</i>	<i>Moyenne</i>	<i>90% supérieurs</i>	<i>90% inférieurs</i>
$B_{c0,5}(\text{kHz})$	230	33850	4539	423	13376
$B_{c0,7}(\text{kHz})$	98	8054	833	181	1774
$B_{c0,9}(\text{kHz})$	32	1859	292	65	691

### 1.3 Caractéristiques physiques du réseau électrique domestique

---

Ce tableau donne les valeurs minimales, maximales et moyennes de la bande de cohérence mesurée avec des niveaux de corrélations de 0,5, 0,7 et de 0,9.

L'article [26] souligne que la bande de cohérence peut être liée à la valeur de l'étalement de la réponse impulsionnelle : plus la réponse impulsionnelle est longue - plus il y a de trajets multiples - et plus la fonction de transfert varie en fréquence.

La connaissance de la bande de cohérence va être déterminante pour le choix de la modulation à utiliser sur le système *CPL* et notamment sur son dimensionnement (cf. partie 1.4.3.2).

#### **Temps de cohérence**

Le temps de cohérence d'un canal de communication est le temps pendant lequel le canal peut être considéré comme stable, c'est-à-dire pendant lequel il ne subit pas de variations. Ce paramètre est particulièrement étudié pour des transmissions radio, lorsque l'émetteur, le récepteur et/ou l'environnement sont susceptibles de bouger.

Dans le cas du canal *CPL*, des variations du canal peuvent se produire lorsque des variations de topologie surviennent (connexion d'un appareil) ou lorsqu'un dispositif a une impédance qui varie dans le temps.

Pour l'étude de ce paramètre, il est nécessaire de mettre au point des systèmes de mesures de la fonction de transfert qui puissent analyser les variations temporelles du canal électrique (ce qui n'est pas le cas de l'analyseur de réseau).

Néanmoins, l'article [19] montre que le temps de cohérence du canal électrique est très largement supérieur à la longueur de l'étalement de la réponse impulsionnelle. Par conséquent, le canal électrique peut être considéré comme une succession d'états stables qu'il va être possible de modéliser individuellement.

Nous étudierons plus particulièrement dans le chapitre 2 les phénomènes de variations temporelles du canal *CPL* car ceux-ci perturbent considérablement le fonctionnement des systèmes de communication à courants porteurs.

En effet, diverses expérimentations sur des produits *CPL* commercialisés nous ont montré que les problèmes de baisse de débit ou de qualité de service étaient généralement dus à des variations temporelles de la fonction de transfert. Nous détaillerons dans la partie 1.4.5.6 quelques exemples de ces phénomènes.

#### **1.3.3.2.2 Modélisation de la fonction de transfert du réseau électrique**

Plusieurs approches sont possibles pour modéliser la réponse du canal *CPL* :

- Approche déterministe : la fonction de transfert est déduite des lois de propagation, et il est dans ce cas nécessaire de connaître la structure du réseau électrique à modéliser (topologie, dispositifs connectés, isolations et systèmes de protection...).
- Approche empirique : la fonction de transfert du canal est étudiée de façon statistique (à partir de mesures) et le modèle est bâti à partir de statistiques sur ces mesures (sans tenir compte de l'architecture du réseau).

#### **1.3.3.2.3 Approche déterministe**

Dès 1999, Zimmermann et Doestert proposent dans [27] une approche déterministe de modélisation du canal *CPL*. Plusieurs paramètres sont pris en compte : longueurs de ligne, trajets multiples, atténuation des câbles etc.

Cette approche est validée sur un exemple de réseau (comportant seulement une jonction) et semble aussi fonctionner sur des réseaux plus importants, tels que ceux que l'on peut trouver dans une habitation réelle. La modélisation de différentes fonctions de transfert reste néanmoins difficile puisqu'il faut connaître les topologies des réseaux électriques, les caractéristiques des charges qui peuvent y être connectées... Ce dernier point nécessite par exemple un très important travail de modélisation vu le nombre de dispositifs différents que l'on peut trouver sur un réseau électrique.

Dans [28], une approche déterministe particulièrement complète du canal *CPL* est proposée. En plus de modéliser les phénomènes de trajets multiples et d'atténuations des câbles, ce modèle prend en compte les variations de topologie qui peuvent provoquer des variations de la fonction de transfert (branchement

### 1.3 Caractéristiques physiques du réseau électrique domestique

---

d'un appareil) ainsi que les variations périodiques d'impédance qui peuvent provoquer des variations périodiques de la fonction de transfert.

Ce modèle de canal modélise à la fois la réponse du canal (fonction de transfert) et les bruits qui peuvent y être associés. Il est accompagné d'une interface graphique de modélisation des réseaux électriques et constitue certainement une référence en termes de modélisation déterministe du canal *CPL*.

#### **1.3.3.2.4 Approche empirique**

Contrairement à l'approche déterministe, l'approche empirique consiste à modéliser le canal électrique à partir d'une base statistique de mesures sans tenir compte de la topologie du réseau. Cette technique a l'avantage de permettre de générer très facilement et très rapidement de nombreux modèles de canaux, même si ceux-ci ne peuvent être reliés à des topologies existantes.

Dans [29], nous avons proposé un modèle empirique de fonction de transfert. Ce modèle effectue une classification des fonctions de transfert en fonction de la capacité qui peut leur être associée. Notons que ce modèle ne prend pour l'instant en compte ni les variations temporelles du canal, ni un modèle de bruit associé.

Nous verrons dans la partie 1.4.5.6 que les variations temporelles de la fonction de transfert sont responsables d'importantes variations de débits transmis par les systèmes *CPL*, il est donc apparu nécessaire de créer un modèle empirique de fonction de transfert variant dans le temps.

Pour élaborer ce modèle de canal, nous allons classer les phénomènes temporels qui affectent le lien électrique en nous inspirant de la classification que nous avons élaborée pour les bruits électromagnétiques.

#### **1.3.3.3 Présentation des phénomènes temporels se produisant sur la ligne d'énergie**

Comme pour les perturbations électromagnétiques, nous avons souligné que des phénomènes temporels jouaient sur la fonction de transfert du réseau électrique.

Les différents phénomènes temporels qui sont susceptibles d'avoir un effet sur la fonction de transfert sont identiques, à savoir :

- Les phénomènes permanents.
- Les phénomènes apériodiques.
- Les phénomènes périodiques synchrones avec la tension secteur.

Ces phénomènes admettent les mêmes définitions que pour les perturbations électromagnétiques.

Les phénomènes permanents peuvent par exemple être reliés à la majeure partie de la topologie du réseau électrique qui n'est pas susceptible d'être modifiée au cours de la transmission.

Les phénomènes apériodiques peuvent être observés par exemple au moment du branchement d'un appareil : cet événement va modifier la topologie du réseau et va provoquer une variation de la fonction de transfert.

Les phénomènes périodiques synchrones avec la tension secteur sont principalement dus à des appareils électriques dont l'impédance varie avec le *50 Hz*.

Cette classification à partir de 3 phénomènes majeurs nous permettra d'effectuer une analyse détaillée de la variation de la fonction de transfert dans le temps. Cette étude sera présentée dans le chapitre 2.

De plus, on constate un lien étroit entre les phénomènes qui affectent les perturbations électromagnétiques et les phénomènes qui influent sur la fonction de transfert. Nous étudierons tout particulièrement dans la partie 2.4 les différentes perturbations simultanées qui sont susceptibles de se produire.

## **1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique**

Le principe des systèmes *CPL* est relativement ancien puisque certains fournisseurs d'énergie électrique se servent de cette technologie pour des



applications bas débit (relevé de compteurs, déclenchement de lampadaires etc.) depuis plusieurs dizaines d'années.

Depuis quelques années, les besoins en termes de débits n'ont cessé d'augmenter, et certains industriels ont commencé à étudier les possibilités de fourniture de services haut débit sur les lignes d'énergie (*PLC access*). Commercialement, les offres associées à ces systèmes n'ont jamais eu le succès escompté principalement en raison de la concurrence d'autres technologies plus performantes telles que le câble et surtout l'*ADSL*.

En revanche, cette généralisation de l'accès au haut débit dans les pays développés a aussi créé des besoins en termes de réseau domestique et a permis l'essor de technologies *CPL* domestiques haut débit. Cet essor s'est traduit par l'apparition de nombreux produits conçus par des industriels d'origines diverses (spécialistes du *CPL* bas débit, du *PLC access*, de l'*ADSL*, du câble mais surtout de "start-ups" qui se sont spécialisées dans le domaine).

##### **1.4.1 Technologies CPL domestiques : un besoin de norme**

De nombreuses technologies incompatibles sont donc apparues sous l'impulsion de différents industriels. Au seul niveau des fabricants de composants, on peut par exemple citer :

- *Intellon* : société nord-américaine créée en 1989, membre fondateur de l'alliance *HomePlug* en 2000. Propose des produits *HomePlug* 1.0 (14 Mb/s), Turbo (85 Mb/s) et *HomePlug AV* (200 Mb/s) [30].
- *DS2* (*Diseño de Sistemas en Silicio* ou *Design of Systems on Silicon*): société espagnole créée en 1998, membre fondateur de l'alliance *UPA*. Propose un produit pouvant atteindre les 200 Mb/s [31].
- *Spidcom* : société française créée en 2001, propose une solution propriétaire à 224 Mb/s mais a rejoint l'alliance *HomePlug* afin de proposer des solutions de type *HomePlug AV* à 200 Mb/s [32].
- *Panasonic* : société japonaise couvrant de très vastes domaines d'activités. Ce groupe a fondé l'alliance *HD-PLC* qui propose des produits (principalement au Japon) fonctionnant jusqu'à 190 Mb/s [33].

Comme nous le voyons, la plupart de ces sociétés sont à l'origine de différentes associations industrielles. Malheureusement, à l'exception de *Spidcom* qui a rejoint l'alliance *HomePlug*, chaque industriel a plus ou moins créé son association, et le nombre de ces alliances peut laisser perplexe :

- *HomePlug*, alliance fondée en 2000 regroupant : *Intellon, Spidcom, Gigle, France Télécom, Devolo, Conexant, Arkados, Yitran, Intel, Linksys, Sharp, LEA, STMicroelectronics* etc. La dernière spécification de la norme (*HomePlug AV*) propose un débit maximal sur la couche physique de *200 Mb/s* [34].
- *UPA (Universal Powerline Association)*, association fondée en 2004, regroupant : *DS2, Ilevio, Corinex, Netgear, Toshiba* etc. [35].
- *HD-PLC (High Definition Power Line Communication)* créée en 2007 qui regroupe *Panasonic, Analog Devices, Icron, I-O Data* etc. et qui propose un produit à *190 Mb/s* [36].
- *CEPCA (Consumer Electronics Powerline Communication Alliance)*, une alliance fondée en 2005 dont le but est "*de régler les problèmes d'interférences entre des systèmes différents qui utilisent la même bande de fréquence*" [37]. Malheureusement, le *CEPCA* est une initiative japonaise ou seuls certains acteurs de l'*HD-PLC* sont présents.

Le problème est d'autant plus complexe que certaines de ces alliances sont aussi impliquées dans le domaine des *CPL* bas débit ou de l'accès *CPL* (avec un contexte normatif particulièrement complexe).

En plus d'être incompatibles, ces produits interfèrent les uns avec les autres, ce qui peut engendrer des dysfonctionnements entre voisins qui utiliseraient des produits concurrents. Il est donc nécessaire de normaliser les technologies *CPL* haut débit.

Ce travail est actuellement en cours aussi bien au niveau de l'*IEEE* que de l'*ITU*. Depuis 2005, le groupe de travail *IEEE P1901* [38] a fait un appel à des propositions techniques en vue d'obtenir une norme *CPL* d'un débit supérieur à *100 Mb/s* sur une bande située au dessous de *100 MHz*. Au niveau de l'*ITU*, la recommandation *G.hn* de la commission d'étude 15 [39] vise à proposer un

standard de télécommunications pour tous les réseaux existants (électriques, téléphoniques, câblés etc.) qui serait complémentaire aux réseaux sans fils de type *Wifi*. Le standard est à l'étude depuis 2006.

Dans les deux cas, le consensus nécessaire entre les différents acteurs est particulièrement difficile à trouver. En effet, les industriels ayant déjà déployé des produits sur le marché, ceux-ci souhaiteraient que la norme soit la plus proche possible de l'existant afin de limiter considérablement les coûts de développement d'un nouveau produit.

### **1.4.2 Techniques de transmission utilisables**

#### **1.4.2.1 Modulation**

Plusieurs techniques sont théoriquement possibles pour transmettre un signal large bande sur une ligne *CPL*, trois d'entre elles méritent d'être soulignées :

- *L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)* qui consiste à utiliser des sous-porteuses indépendantes pour transmettre le signal. Ce type de modulation est parfaitement adapté aux canaux sélectifs en fréquence et permet de limiter l'émission du signal dans certaines sous-porteuses.
- Le *Windowed-OFDM* est une amélioration de l'*OFDM* classique, qui permet de réduire considérablement le bruit hors bande en utilisant un fenêtrage adapté (cf. 1.4.3.2.6).
- Le *CDMA (Code Division Multiple Access)* consiste à utiliser des codes d'étalement. Ce type de modulation est particulièrement adapté au partage de la bande entre différents utilisateurs (ou services).
- Le *MC-SS-CDMA (Multi Carrier Spread Spectrum Code Division Multiple Access)*, notamment détaillé dans le travail de thèse de M. Crussière [40] qui est un mélange d'*OFDM* et de *CDMA*. Cette technique permet de combiner certains avantages de ces deux dernières technologies.
- Le *Wavelet-OFDM* utilise une forme d'onde spécifique au lieu des sinusoides utilisées en *OFDM*. Cette méthode permet de limiter considérablement les émissions hors bande [41].

- L'*OFDM-OQAM* utilise lui-aussi une forme d'onde spécifique et permet de limiter considérablement les émissions hors-bande [42].

#### **1.4.2.2 Codage de canal**

Plusieurs types de codes correcteurs peuvent être utilisés afin de limiter les erreurs de transmission :

- Les codes de *Reed-Solomon*, utilisés par exemple en *ADSL*, *DVB (Digital Video Broadcasting)* ainsi que sur les CD et DVD.
- Les codes *LDPC (Low-Density Parity-Check)*, pouvant être utilisés en *WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access)* (cf. [43], [44]).
- Les turbo-codes (utilisés en *WiMax*, *UMTS*, *ADSL2* etc.) [45].

De nombreuses variantes et améliorations sont souvent apportées à ces codes. Si les codes de Reed-Solomon sont les plus simples à implémenter, les turbo-codes et les codes *LDPC* sont ceux qui offrent les meilleures performances.

#### **1.4.2.3 Cryptage des données**

En raison du rayonnement des câbles ainsi que la propagation du signal au-delà du compteur électrique, il est nécessaire d'effectuer un cryptage des données afin d'assurer la confidentialité des transmissions utilisées sur le réseau électrique.

Plusieurs algorithmes peuvent être utilisés à cet effet :

- *DES (Data Encryption Standard)* [46] est une méthode de chiffrement utilisant des clés de 56 bits développé en 1977. Cet algorithme est réputé pour être assez lent et pouvant être facilement piraté [47]. Il est possible d'enchaîner 3 applications successives de *DES* sur un même bloc de données (*triple-DES* ou *3DES*) afin d'améliorer la sécurité.
- *AES (Advanced Encryption Standard)* [48] est le successeur du *DES* et du *3DES* et est préconisé pour remplacer celui-ci.

## 1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique

Nous ne détaillerons pas le fonctionnement de ces algorithmes de cryptage, mais AES est décrit comme plus sûr, plus simple à implémenter. Il tend par conséquent à être déployé sur de nombreux standards (e.g. WPA - Wifi Protected Access).

### 1.4.2.4 Récapitulatif des paramètres utilisés sur les systèmes CPL

Le tableau 1.9 présente les différents paramètres utilisés sur la couche physique par les systèmes *HomePlug 1.0* et *AV*, *UPA* et *HD-PLC*.

Tableau 1.9 : Paramètres utilisés pour différents systèmes CPL.

Système	HomePlug 1.0	HomePlug AV	UPA	HD-PLC
Modulation	Windowed-OFDM	Windowed-OFDM	Windowed-OFDM	Wavelet-OFDM
Allocation binaire	BPSK,QPSK	QAM 2-1024	ADPSK 2-1024	2 -8 PAM
Taille FFT	256	3072	NC	512 2048 (optionnel)
Nombre de porteuses max	84	1155	1536	NC
Fréquence d'échantillonnage	50 MHz	75 MHz	NC	62,5 MHz
Bande passante (MHz)	4,5-21	1,8-30	0-30 0-20 (optionnel)	4-28 2-28 (optionnel)
Codage de canal	Reed-Solomon (PL) Turbo-codes (FC)	Turbo-codes	Reed-Solomon + 4D-TCM	LDPC Reed-Solomon
Sécurité	56 bits DES	128 bits AES	168 bits 3DES	128 bits AES
Débit physique max (Mb/s)	14	200	200	190
Débit utile max (Mb/s)	9	150	158	NC

On constate sur ce tableau de grandes différences entre les différents systèmes, que ce soit au niveau de modulation, du codage de canal ainsi que sur les algorithmes d'encryptage.

Ces différences expliquent en grande partie les difficultés rencontrées pour mettre en place une norme commune, aucun industriel n'ayant intérêt de redévelopper une nouvelle solution radicalement différente de la précédente.

En l'absence d'une norme utilisée universellement, nous allons présenter la spécification *HomePlug AV*, qui est l'une des technologies CPL haut débit les plus développées et qui est notamment déployée par *France Télécom*.

### 1.4.3 Spécification HomePlug AV

La spécification *HomePlug AV* fait suite à la spécification *HomePlug 1.0* et reprend de nombreux paramètres afin d'assurer une coexistence entre les produits *HomePlug 1.0* et *AV*. Nous allons décrire le fonctionnement de la transmission des données avec *HomePlug AV*, sans détailler les spécificités des modes de

transmissions robustes (dits *ROBO*), des modes de coexistence avec *HomePlug 1.0*, des données de contrôle de trame (*Frame Control*) etc.

Cette spécification traite quasi-exclusivement des techniques à l'émission, que ce soit sur la modulation, le codage, la synchronisation. En revanche, une grande liberté est laissée au niveau de la réception ce qui laisse des opportunités d'optimisation. Cela devrait permettre d'aboutir à des produits dont les performances se distinguent d'un fabricant à un autre.

La figure 1.14 présente le diagramme de fonctionnement d'un émetteur *HomePlug AV*. Nous allons détailler le fonctionnement de l'ensemble de ces blocs dans les paragraphes suivants (les références des paragraphes sont présents sur les différents blocs).

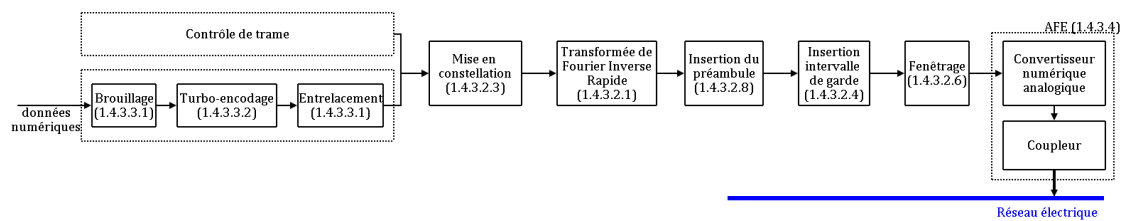


Figure 1.14 : Émetteur HomePlug AV.

### 1.4.3.1 Bande passante

Le spectre du signal *HomePlug AV* s'étend de 1,8 MHz à 30 MHz. Cette limitation à 30 MHz permet de simplifier la certification des produits du point de vue de la compatibilité électromagnétique (cf. partie 1.2.2). Le signal *HomePlug AV* est donc un signal large bande qui va couvrir plus de 28 MHz.

### 1.4.3.2 Modulation utilisée

La spécification *HomePlug AV* a choisi une modulation de type *Windowed-OFDM* (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) avec une allocation binaire variable selon la porteuse (*DMT : Discrete MultiTone*). Ce choix s'explique pour plusieurs raisons complémentaires :

- Le canal *CPL* est sélectif en fréquence comme nous l'avons vu dans la partie 1.3.3.2

#### 1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique

- Le nombre d'utilisateurs et de services utilisés sur les systèmes *CPL* domestiques est réduit, ce qui limite l'intérêt du *CDMA*.
- L'*OFDM* permet de limiter les émissions sur certaines bandes de fréquences, ce qui va permettre aux systèmes de ne pas trop perturber d'autres applications (radioamateurs notamment).

Le terme *Windowed* renvoie à l'utilisation d'un fenêtrage, qui permet de limiter les émissions hors bande (cf. 1.4.3.2.6).

##### 1.4.3.2.1 Modulation OFDM : multiplexage de fréquences orthogonales

Le principe de la modulation *OFDM* est décrit dans l'annexe V.

L'utilisation de transformées de Fourier (cf. annexe VI) est la technique la plus simple pour effectuer ce type de modulation. Cette technique impose d'échantillonner le signal numérique à une fréquence au moins 2 fois supérieure à la fréquence maximale du signal (cf. annexe VI).

Dans le cas de la spécification *HomePlug AV*, comme on souhaite pouvoir utiliser des fréquences pouvant aller jusqu'à 30 MHz, la fréquence d'échantillonnage choisie  $f_{ech}$  est de 75 MHz.

Les données numériques issues de la transformée de Fourier peuvent alors être générées analogiquement à l'aide un *Convertisseur Numérique/Analogique (CNA)*.

La figure 1.15 présente un modulateur *OFDM* fonctionnant à base de *Transformées de Fourier Rapide Inverses (TFRI* ou *IFFT : Inverse Fast Fourier Transform*). Nous détaillerons dans la partie 1.4.3.2.4 l'utilité de l'insertion de l'intervalle de garde.

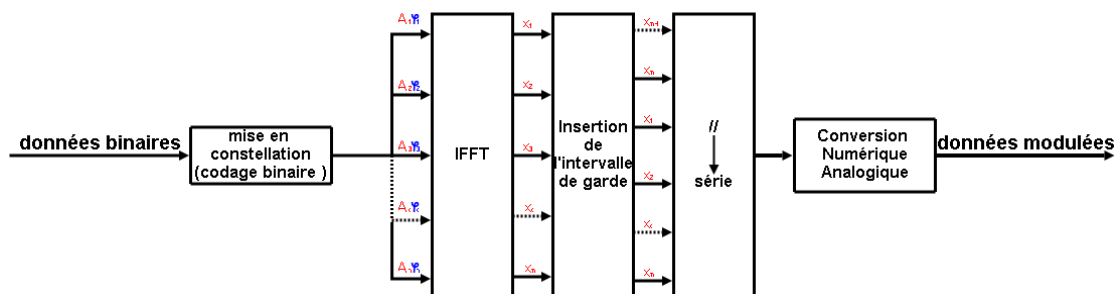


Figure 1.15 : Modulateur OFDM bande de base.

Cette architecture est particulièrement simple à mettre en œuvre puisque la plupart des opérations effectuées par le modulateur sont des calculs numériques qui peuvent être facilement implémentés. Cette architecture est d'autant plus simple que les données sont transmises en bande de base, ce qui n'est pas le cas pour d'autres systèmes à hautes fréquences (e.g utilisations de modulateurs I et Q dans le cas des systèmes radio).

En plus de la fréquence d'échantillonnage  $f_{ech}$ , il est nécessaire de spécifier le temps du symbole *OFDM* et le nombre de points  $K$  sur lequel est effectué la *Transformée de Fourier Rapide Inverse*. Ces deux paramètres étant liés puisque  $T_{OFDM} = K * f_{ech}$ .

Plusieurs paramètres entrent alors en jeu :

- La qualité de transmission sur une porteuse sera meilleure si le pas fréquentiel  $\Delta f$  est inférieur à la bande de cohérence  $B_c$ .
- Le *PAPR* (*Peak to Average Power Ratio*) (cf. annexe V) est plus faible si on augmente le nombre de porteuses.
- Un symbole plus long limite les pertes de débits liés à l'intervalle de garde et au fenêtrage (ces paramètres sont décrits dans la suite).
- Un symbole plus long limite les émissions dans les bandes masquées (ce paramètre sera décrit dans la suite).
- La durée du symbole *OFDM* doit être inférieure au temps de cohérence du canal (temps pendant lequel le canal est stable).

À l'exception du dernier point, l'ensemble de ces constats militent pour un temps de symbole *OFDM* le plus long possible. Comme nous avons vu dans la partie 1.3.3.2.1 que le temps de cohérence du canal *CPL* est particulièrement élevé (plusieurs *ms*), cela laisse une amplitude très large pour le choix de la durée du symbole *OFDM*.

Pourtant, la durée d'un symbole *OFDM* pour *HomePlug AV* est de  $40,96 \mu s$ . Cette valeur semble très faible comparée au temps de cohérence du canal.

Ce choix s'explique par la difficulté technique de réaliser rapidement des transformées de Fourier sur de très nombreux points (il est plus long d'effectuer



#### 1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique

une transformée de Fourier de  $2 \cdot K$  point que d'effectuer 2 transformées de Fourier de  $K$  points).

Un modem *HomePlug AV* effectue donc une transformée de Fourier inverse sur 3072 points (1.8) d'un signal échantillonné à 75 MHz, ce qui permet théoriquement d'utiliser 1536 porteuses espacées de  $\Delta f = 24,414 \text{ kHz}$  (1.9). Le nombre de porteuses est en effet de moitié inférieur au nombre de points d'échantillonnage en raison de la symétrie hermitienne (cf. annexe VI).

$$pts_{fft} = 75 \text{ Mhz} * 40,96 \mu s = 3072 \quad (1.8)$$

$$\Delta f = \frac{1}{40,96 \mu s} = 24,414 \text{ kHz} \quad (1.9)$$

Pour que le signal soit compris entre 1,8 et 30 MHz, le système n'utilise que 1155 porteuses (entre la 74<sup>ème</sup> et la 1228<sup>ème</sup> porteuse).

##### **1.4.3.2.2 Allocation binaire (DMT)**

Nous avons vu que chaque sous-porteuse du signal *OFDM* pouvait être considérée indépendamment. Ainsi, en fonction du *Rapport Signal/Bruit (RSB ou SNR - Signal to Noise Ratio)* sur chaque sous-porteuse, il va être possible d'ajuster le nombre de bits transmis par symbole *OFDM* ce qui va permettre d'augmenter le débit ou la robustesse du système. Cette technique permet notamment de s'assurer une bonne robustesse vis-à-vis des raies radiofréquences.

En effet, contrairement aux systèmes de diffusion tels que le *DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial)* ou le *DRM (Digital Radio Mondiale)* qui utilisent de l'*OFDM* classique, les systèmes *CPL* et *ADSL* possèdent une voie de retour qui va pouvoir être utilisée pour que l'émetteur ajuste son débit en fonction de la qualité du canal (qui est mesuré au niveau du récepteur).

Pour estimer le nombre de bits qu'il est possible de transmettre sur chaque sous-porteuse, on peut se référer à la limite théorique de Shannon qui définit la capacité maximale du canal :

$$Capa_c = \Delta f * \log_2(1 + RSB_c) \text{ (bits/s)} \quad (1.10)$$

Avec  $Capa_c$  la capacité du canal pour la porteuse  $c$  et  $\Delta f$  la largeur de bande (pas fréquentiel entre les porteuses). Le  $RSB_c$  correspond au *Rapport Signal/Bruit* pour la porteuse  $c$ .

Malheureusement, cette capacité théorique ne peut en pratique qu'être approchée en utilisant des modulations complexes et des algorithmes de codage de canal. La formule (1.11) permet par exemple de définir l'allocation binaire dans le cas de l'ADSL.

$$N_c = \log_2 \left( 1 + \frac{RSB_c}{\Gamma} \right) (bits) \quad (1.11)$$

Où  $N_c$  correspond au nombre de bits sur la porteuse  $c$ . la valeur  $\Gamma$ , appelée *gap*, correspond à la marge à prendre en compte afin de garantir un *Taux D'erreur Binaire (TEB)* cible. Par exemple, un *gap*  $\Gamma$  de 9,9 dB assure un *TEB* de  $10^{-7}$  [49].

Usuellement, un système de transmission *CPL* tient compte du codage de canal pour effectuer son allocation binaire, ce qui a plusieurs conséquences :

- $RSB_c$  seul ne suffit pas à définir le nombre de bits à transmettre sur chaque porteuse : un compromis est fait sur l'ensemble des porteuses afin d'avoir un *TEB* global en sortie du décodeur.
- Même pour un canal dont le  $RSB$  est égal sur l'ensemble des porteuses, le système va donc effectuer une allocation binaire inégale d'une porteuse à une autre.

Avec cette technique, il est ainsi possible de compenser en partie l'effet de la granularité des modulations utilisables (cf. partie suivante).

En revanche, cette technique est légèrement plus complexe à implémenter, puisqu'il ne suffit plus de placer des seuils sur le niveau du  $RSB$ .

Le débit est ainsi optimisé en fonction du taux d'erreur binaire mais une technique qui minimise le *TEB* à débit fixe peut être également envisagée.

Au niveau du récepteur, le  $RSB$  est déterminé en prenant en compte l'ensemble des perturbations, y compris celles introduites par le récepteur (bruit de

quantification etc.). La figure 1.16 présente un exemple de niveau de signal et de bruit au niveau du récepteur.

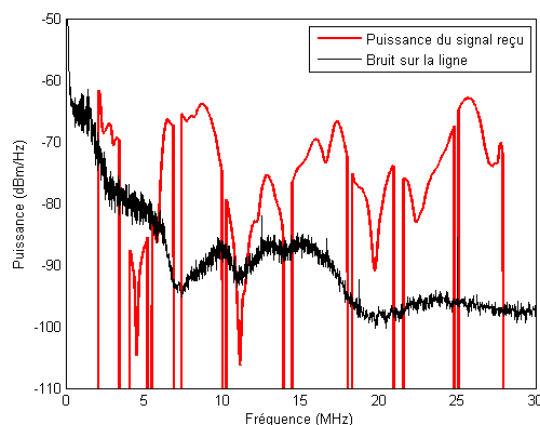


Figure 1.16 : Densité spectrale de puissance du signal reçu et du bruit (exemple).

Ces niveaux vont déterminer le *Rapport Signal/Bruit* au niveau du récepteur. La figure 1.17 présente ce niveau (en rouge) ainsi qu'un exemple d'allocation binaire qui pourrait être fait à partir de ces niveaux (en utilisant un algorithme fourni par un partenaire).

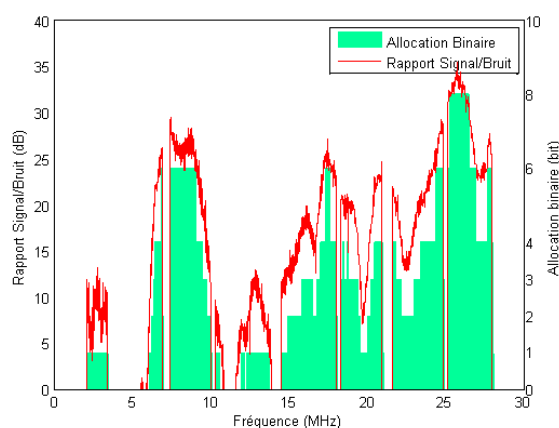


Figure 1.17 : Rapport Signal/Bruit et Allocation binaire correspondante.

Pour *HomePlug AV* c'est le récepteur qui effectue le processus d'allocation binaire en déterminant le *Rapport Signal/Bruit* et en choisissant la constellation que devra utiliser l'émetteur. Cette technique permet aux constructeurs d'avoir une certaine liberté sur le débit et la fiabilité de leurs produits.

En revanche, *HomePlug AV* spécifie bien les différentes constellations qui peuvent être utilisées (ce qui paraît indispensable).

#### **1.4.3.2.3 Constellations utilisées**

Dans *HomePlug AV*, les constellations possibles pour la transmission des données sont :

- *BPSK* : (*Binary Phase Shift Keying*) : 1 bit par porteuse.
- *QPSK* : (*Quadrature Phase Shift Keying*) : 2 bits par porteuse.
- *8-QAM* (*Quadrature Amplitude Modulation*) : 3 bits par porteuse.
- *16-QAM* : 4 bits par porteuse.
- *64-QAM* : 6 bits par porteuse.
- *256-QAM* : 8 bits par porteuse.
- *1024-QAM* : 10 bits par porteuse.

Premièrement, on constate que la modulation de chaque sous-porteuse sur *HomePlug AV* est limitée à *10 bits (bitcap)*. Le débit par sous-porteuse est donc limité même si le canal permet théoriquement d'en transmettre plus.

Deuxièmement, les différentes modulations ne concernent qu'un nombre entier de bits par porteuse (*granularité*). Par conséquent, si la formule (1.10) précise qu'il est possible de transmettre *2,9 bits* sur une porteuse, le système devra choisir entre *2 bits* (plus de robustesse) et *3 bits* (plus de débit).

Enfin, on constate qu'il n'est pas possible de transmettre *5, 7 ou 9 bits*. Encore une fois, le système devra faire un compromis et se replier sur les valeurs adjacentes.

#### **1.4.3.2.4 Intervalle de garde**

Nous avons montré dans la partie 1.3.3.2.1 que la réponse impulsionnelle du canal *CPL* était étalée dans le temps (en raison des trajets multiples).

Au niveau de la réception, les trajets multiples vont se traduire par une *Interférence Inter Symboles (ISI)*, c'est-à-dire que le signal d'un symbole *OFDM* va

#### 1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique

être perturbé par le signal du symbole *OFDM* précédent qui arrive avec un retard compte tenu des trajets multiples.

Le décodage d'un symbole *OFDM* à la réception nécessite alors soit :

- de faire une égalisation du canal (suppression des trajets multiples) – une opération complexe qui limiterait considérablement l'intérêt de faire de l'*OFDM*.
- de connaître le symbole précédent - ce qui risque d'engendrer des phénomènes de propagation des erreurs (le mauvais décodage d'un symbole entraîne un mauvais décodage du suivant etc.).

L'insertion d'un *Intervalle de Garde* (IG ou *GI* pour *Guard Interval*) est une technique très simple et très efficace pour limiter l'*ISI*. Cette technique consiste à générer une partie de la fin du symbole avant de générer le symbole complet. La partie du symbole copiée est donc générée 2 fois comme le montre la figure 1.18.

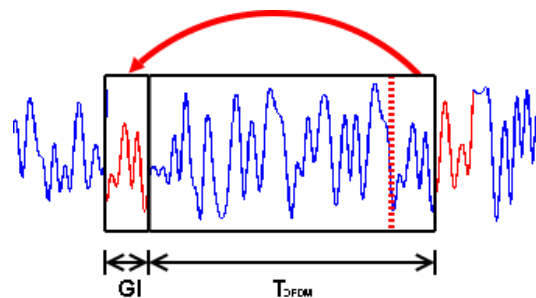


Figure 1.18 : Insertion de l'intervalle de garde (en rouge).

Ainsi, les trajets multiples vont se faire d'un symbole sur lui-même : il n'est plus nécessaire de connaître le symbole précédent pour décoder l'information, une estimation de la réponse impulsionnelle du canal suffit : cette technique permet de simplifier considérablement le fonctionnement des algorithmes d'égalisation.

En revanche cette technique va avoir un impact sur le débit puisqu'aucune donnée utile ne peut être transmise pendant la durée de l'intervalle de garde : il est donc nécessaire de limiter la durée de l'intervalle de garde pour ne pas trop diminuer le débit.

Pour que l'*Interférence Inter Symbole* soit nulle, Il suffit de s'assurer que la durée de l'intervalle de garde est supérieure à l'étalement de la réponse impulsionnelle.

Dans le cas de la spécification *HomePlug AV*, 3 durées d'intervalle de garde (*GI : Guard Interval*) différentes peuvent être utilisées :  $5,56 \mu s$ ,  $7,56 \mu s$  et  $47,12 \mu s$ .

Cette démarche est judicieuse car elle permet d'adapter l'intervalle de garde en fonction de l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal (et donc d'optimiser le débit).

Il convient néanmoins de soustraire  $4,96 \mu s$  aux valeurs de l'intervalle de garde afin de prendre en compte l'effet du fenêtrage (cf. partie 1.4.3.2.6). La durée effective de l'intervalle de garde est donc de  $600 ns$ ,  $2,6 \mu s$  et  $42,16 \mu s$ .

Nous avons étudié dans la partie 1.3.3.2.1 différentes valeurs d'étalement des retards. Le tableau 1.10 présente les statistiques des retards *RMS* ( $\tau_{RMS}$ ) et maximaux ( $\tau_m$ ) par rapport aux différentes valeurs d'intervalle de garde de *HomePlug AV*.

Tableau 1.10 : Statistiques de l'étalement des retards par rapport aux valeurs d'intervalle de garde spécifiées dans *HomePlug AV*.

	$< 0,6 \mu s$	$> 0,6 \mu s$ $< 2,6 \mu s$	$> 2,6 \mu s$ $< 42,16 \mu s$	$> 42,16 \mu s$
$\tau_{RMS}$	74,3 %	25,7 %	0 %	0 %
$\tau_m$	8,3 %	36,8 %	53,4 %	0 %

En prenant en compte l'étalement maximal  $\tau_m$  (ce qui est une contrainte particulièrement forte, d'autant plus que l'on a considéré l'effet du fenêtrage), on constate que les 3 valeurs possibles de l'intervalle de garde couvrent 100 % des canaux.

Si on prend en compte le  $\tau_{RMS}$ , la valeur de l'étalement la plus faible suffit à couvrir les  $\frac{3}{4}$  des canaux, 100 % lorsque l'intervalle de garde augmente de  $2 \mu s$ .

#### **1.4.3.2.5 Porteuses éteintes**

Afin de ne pas perturber d'autres systèmes de communication, certaines porteuses sont éteintes, c'est-à-dire que le système n'émet pas de signal sur certaines porteuses.

#### 1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique

Avec une modulation de type *OFDM*, ce type de procédé est extrêmement simple à mettre en place puisqu'il suffit de mettre à zéro certaines porteuses au niveau de la *FFT*.

Cependant, le fait de forcer à 0 certaines porteuses n'est pas suffisant pour que le niveau de signal soit nul à ces fréquences : l'envoi de plusieurs symboles *OFDM* successifs non corrélés va provoquer de fortes remontées du niveau du signal dans les bandes éteintes (convolution du signal avec un sinus cardinal qui est lié à la fenêtre rectangulaire du symbole *OFDM*). La figure 1.19 montre le niveau des émissions parasites au niveau des porteuses éteintes avec une fenêtre rectangulaire et un intervalle de garde de  $5,56 \mu s$ .

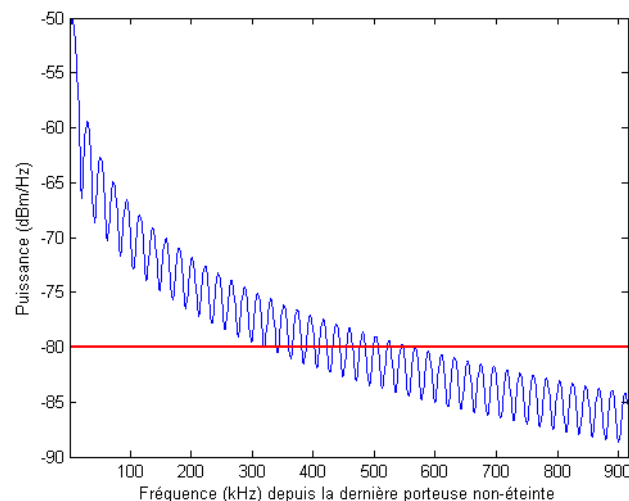


Figure 1.19 : Occupation spectrale d'un signal *OFDM* dans les bandes éteintes.

Pour atteindre une puissance de  $-80 \text{ dBm/Hz}$  dans les *notches* (niveau spécifié dans les *notches* de la *FCC part 15* (cf. figure 1.1 de la partie 1.2.2.1.4), il serait nécessaire de ne rien émettre sur les porteuses situées environ  $600 \text{ kHz}$  avant et  $600 \text{ kHz}$  après le *notche*. Soit plus d'une quarantaine de porteuses à éteindre en plus des porteuses situées dans les *notches*.

Afin de limiter ces émissions hors bande, il est possible d'utiliser un fenêtrage : au lieu de passer brutalement d'un symbole *OFDM* à un autre, on va utiliser un fenêtrage qui va "adoucir" la transition.

La spécification *HomePlug AV* précise les porteuses à éteindre pour respecter la réglementation américaine, celles-ci sont présentées dans le tableau 1.11. Ce tableau tient compte de l'effet du fenêtrage qui sera décrit dans le paragraphe suivant.

Tableau 1.11 : Porteuses éteintes *HomePlug AV*.

N° porteuse	Fréquences (MHz)	Usage
0-73	< 1,8	Inutilisé HPAV
74-85	1,8 – 2,1	Bande amateur 160m
140-167	3,4 – 4,1	Bande amateur 80m
215-225	5,2 – 5,5	Bande amateur 5 MHz
283-302	6,9 – 7,4	Bande amateur 40m
410-419	10,0 – 10,2	Bande amateur 30m
570-591	13,9 – 14,4	Bande amateur 20m
737-748	18,0 – 18,3	Bande amateur 17m
857-882	20,9 – 21,5	Bande amateur 15m
1016-1027	24,8 – 25,1	Bande amateur 12m
1144-1228	27,9 – 30,0	Bande amateur 10m
1229-1535	> 30,0	Inutilisé <i>HomePlug AV</i>

Ce masque spectral nous montre qu'une partie non négligeable du spectre est éteint pour éviter de perturber d'autres systèmes de communication : sur les 1154 porteuses utilisables entre 1,8 et 30 MHz, seules 917 sont utilisées et 240 sont éteintes pour éviter de perturber d'autres systèmes. Cela représente une perte sur le débit brut maximal de l'ordre de 50 Mb/s.

#### 1.4.3.2.6 Fenêtrage (windowing)

*HomePlug AV* spécifie l'utilisation d'une fenêtre temporelle à appliquer sur le signal *OFDM* (signal + intervalle de garde). La fenêtre temporelle  $w_1$  est définie par la formule (1.12) à partir du paramètre de *rolloff RI* (*Rolloff Interval*):

$$w_1[n] = \begin{cases} \frac{0,2}{52} * n & \text{pour } 0 \leq n \leq 51 \\ 0,2 + \frac{0,6}{267} * (n - 52) & \text{pour } 52 \leq n \leq 319 \\ 0,8 + \frac{0,2}{52} * (n - 319) & \text{pour } 320 \leq n \leq RI-1 \end{cases} \quad (1.12)$$

La fenêtre  $w$  à appliquer va dépendre de la durée de l'intervalle de garde ( $GI$ ) et de la durée du symbole *OFDM* ( $T_{OFDM}$ ).  $w$  est définie selon la formule (1.13) :



$$w[n] = \begin{cases} w_1[n] & \text{pour } 0 \leq n \leq RI-1 \\ 1 & \text{pour } RI \leq n \leq T_{OFDM} + GI - 1 \\ 1 - w_1[n] & \text{pour } T_{OFDM} + GI \leq n \leq T_{OFDM} + GI + RI - 1 \end{cases} \quad (1.13)$$

Dans *HomePlug AV*, la durée du symbole *OFDM* est de 3072 points et le *RI* est fixé à 372 points (4,96  $\mu$ s).

La figure 1.20 présente l'allure de la fenêtre  $w$  pour un intervalle de garde ( $GI$ ) de 5,56  $\mu$ s ainsi que les émissions parasites dans les bandes éteintes (en rouge).

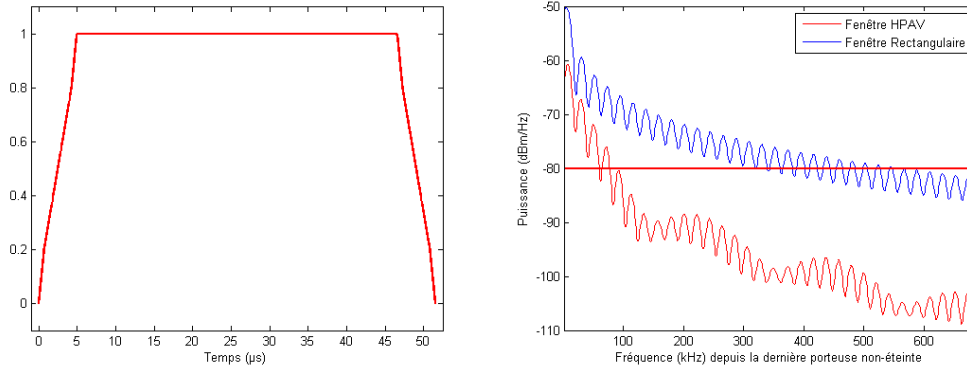


Figure 1.20 : fenêtre HomePlug AV et occupation spectrale hors bande

L'intérêt de ce type de fenêtrage par rapport à une fenêtre de type rectangulaire (en bleu) apparaît immédiatement : pour atteindre une puissance de -80 dBm/Hz dans les *notches*, il est maintenant nécessaire de ne rien émettre sur environ 100 kHz avant et après le *notches* (contre 600 kHz pour une fenêtre rectangulaire). On gagne donc presque 1 MHz de bande passante en utilisant cette technique.

En revanche, les données transmises pendant l'intervalle de *Rolloff* sont altérées par la fonction  $w_1(t)$  (que ce soit pour le symbole en lui-même ou pour l'intervalle de garde). C'est pour cette raison que nous avons retranché la durée du *Rolloff* dans nos mesures sur l'intervalle de garde (cf. partie 1.4.3.2.4).

**1.4.3.2.7 Variation en temps de l'allocation binaire**

Nous avons vu dans les parties 1.3.2.3 et 1.3.3.2 que des variations périodiques de la fonction de transfert pouvaient se produire de façon synchrone avec la tension du secteur.

La lutte contre ces perturbations est prévue dans la spécification *HomePlug AV*, qui prévoit que le modem puisse se synchroniser avec la phase de la tension du secteur. Une période du secteur (50 ou 60 Hz) est alors divisée en une dizaine de "macroslots" et le modem peut spécifier l'utilisation d'une allocation binaire différente selon le macroslot [50].

On a donc une allocation binaire variant en fréquence (puisque l'on applique la *DMT*) et en temps.

Malheureusement, cette technique ne semble pas être utilisée en pratique pour les modems actuellement commercialisés.

**1.4.3.2.8 Préambule**

Un signal prédéfini est systématiquement envoyé en préambule de chaque trame de données (*PPDU – PHY Protocol Data Unit*) et permet au récepteur de se synchroniser, de calibrer le *Contrôleur Automatique de Gain (CAG)* ainsi que d'estimer l'atténuation et le déphasage du canal pour chaque porteuse.

Ce préambule est constitué d'une suite de symboles *OFDM* identiques, d'une durée de 5,12  $\mu$ s (384 échantillons à 75 MHz). La phase de ces porteuses est déterminée à partir d'un tableau (cf. [1]).

Cette durée permet d'assurer la coexistence avec les Produits *HomePlug 1.0*, qui utilisent, à quelques détails près, la même trame de synchronisation (les 5,12  $\mu$ s correspondent à 256 échantillons à 50 MHz pour *HomePlug 1.0*).

L'espacement entre deux porteuses n'est donc pas identique pour les symboles *OFDM* du préambule et du reste de la trame. Une interpolation est sans doute effectuée pour retrouver l'estimation du canal.

### 1.4.3.2.9 Porteuses pilotes

Le principe des porteuses pilotes consiste à envoyer un signal prédéterminé sur certaines porteuses. Ce signal doit être connu du récepteur.

Cette technique permet au récepteur de connaître sur cette sous-porteuse, l'état du canal, le niveau de bruit et permet aussi de synchroniser émission et réception [51].

*HomePlug AV* ne prévoit pas explicitement l'utilisation de porteuses pilotes mais il est mentionné que "si l'allocation binaire n'a pas alloué de données (0 bits) sur une sous-porteuse, un signal pseudo-aléatoire déterminé doit être envoyé sur ces porteuses".

Comme rien n'empêche le récepteur d'allouer 0 bit sur les porteuses de son choix (même des porteuses où le canal est bon), cette technique permet d'utiliser des porteuses pilotes dans *HomePlug AV*.

### 1.4.3.3 Codage de canal

La spécification *HomePlug* prévoit l'utilisation d'un turbo-code pour la correction des erreurs à la réception (*FEC* pour *Forward Error Correction*). Cette opération d'encodage consiste en 3 étapes successives :

- Les données sont brouillées par un *scrambler*.
- Les données sont encodées par un turbo-code.
- Les données sont mélangées par un entrelaceur de canal.

#### 1.4.3.3.1 Brouillage (*scrambler*)

L'étape de brouillage (*scrambling*) sert à donner au signal une distribution aléatoire (afin d'éviter des longues successions de 1 et de 0).

Cette opération est effectuée en effectuant une opération de "OU EXCLUSIF" (*XOR*) entre les données et une séquence pseudo aléatoire. Cette séquence a pour polynôme générateur l'équation (1.14).

$$x^{10} + x^3 + 1 \quad (1.14)$$

Cette formule peut être associée à la structure de la figure 1.21.

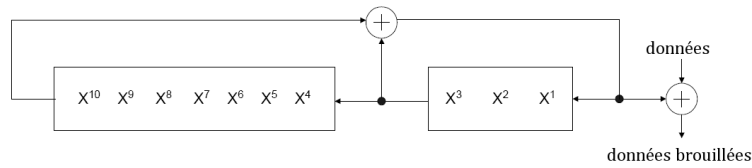


Figure 1.21 : Brouilleur de données.

Au niveau de la réception, il suffit d'effectuer la même opération pour retrouver le signal original.

### 1.4.3.3.2 Turbo-code

Une fois que les données sont brouillées, un turbo-code convolutif duobinaire est utilisé. L'architecture de ce turbo-code, présentée à la figure 1.22, montre que l'on utilise 2 codes systématiques récurrents (RSC – Recursive Systematic Code) et un turbo-entrelaceur dont la durée est de 16, 136 ou 520 octets (à ne pas confondre avec l'entrelaceur de canal).

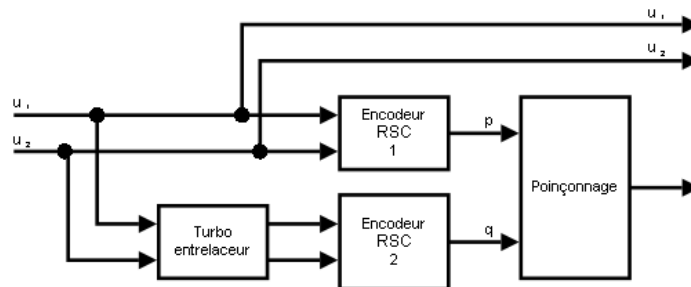


Figure 1.22 : Architecture de l'encodeur turbo.

Le fonctionnement et les performances de ce turbo-code ne seront pas détaillés dans cette thèse, mais de nombreuses informations peuvent être trouvées dans l'article [52].

### 1.4.3.3.3 Entrelaceur de canal

L'entrelaceur de canal permet de mélanger les données en sortie du turbo-code avant d'effectuer la modulation. Cette technique permet de disperser les erreurs de transmission qui ont tendance à se regrouper en temps (un bruit impulsif va

#### 1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique

par exemple affecter la quasi-totalité des porteuses d'un symbole *OFDM*) et en fréquence (la présence d'une raie radio va affecter les fréquences proches).

L'entrelaceur de canal va donc permettre de disperser les erreurs, ce qui va améliorer le fonctionnement du turbo-décodeur [53].

Cette technique est par exemple utilisée en *ADSL* [10] afin de corriger les bruits impulsifs : Le paramètre *INP* (*Impulse Noise Protection*) définit le nombre de symboles *OFDM* qui peuvent être corrigés par le décodeur en cas de bruit impulsif (un *INP* de 2 pourra corriger 2 symboles *OFDM* perturbés, un *INP* de 4 pourra en corriger 4...). Pour cela, l'*INP* joue sur la durée de l'entrelacement : plus l'*INP* est important, plus l'entrelacement sera long [54].

En contrepartie, l'augmentation de la durée de l'entrelacement va augmenter le délai de transmission (puisque'il est nécessaire de recevoir l'ensemble des données pour effectuer le décodage), ce qui peut poser des problèmes pour des applications temps réel (téléphonie, jeu en ligne etc.).

Pour *HomePlug AV*, la situation est sensiblement différente : l'entrelacement est effectué sur chaque bloc physique (*PB* pour *Physical Block*) d'une longueur maximale de 520 octets (soit 4160 bits). Cette durée n'est pas suffisante pour que les données soient dispersées sur plusieurs symboles *OFDM* : un modem peut en effet transmettre jusqu'à 9170 bits par symbole *OFDM* (917 porteuses à 10 bits par porteuse).

On peut en déduire que l'entrelacement de la spécification *HomePlug AV* est uniquement destiné à disperser les erreurs qui se regroupent en fréquences.

Le turbo-code utilisé par *HomePlug AV* n'est donc pas utilisé pour lutter contre les bruits impulsifs apériodiques (dont l'énergie risque de perturber la quasi-totalité du symbole *OFDM*) mais sert uniquement à diminuer le taux d'erreur binaire en présence de bruit stationnaire (ce qui est déjà important).

##### **1.4.3.4 Lutte contre les perturbations impulsives apériodiques**

Nous avons vu en partie 1.3.2.1.2 que le réseau électrique était particulièrement soumis aux bruit impulsifs en raison du nombre d'appareils connectés sur le

réseau. Il est donc nécessaire de déployer une technique de lutte contre ces perturbations.

Dans *HomePlug AV*, la lutte contre les perturbations impulsives consiste en un système de retransmission au niveau de la couche *MAC* (*Medium Access Layer*) : le ou les récepteurs doivent acquitter de la bonne réception d'une trame. Si cet acquittement n'est pas reçu au niveau de l'émetteur, la trame est renvoyée...

Nous verrons dans la partie 2.2.5.1 que cette approche est parfaitement adaptée pour la lutte contre les perturbations impulsives apériodiques.

#### 1.4.3.4 Génération du signal sur le réseau

Le signal *CPL* est généré sur le réseau électrique en utilisant une interface analogique : l'*AFE* (*Analog Front End*). Cette interface est constituée principalement d'un *Convertisseur Numérique/Analogique* (*CNA*) et d'un coupleur.

Afin d'optimiser la transmission du signal, l'impédance des modems varie selon que celui-ci fonctionne en émission ou en réception. La spécification *HomePlug AV* impose en effet que l'impédance soit d'au minimum  $20 \Omega$  lors de l'émission.

#### 1.4.4 Réception du signal CPL

La réception du signal *CPL*, et plus particulièrement dans le cas de systèmes fonctionnant avec la spécification *HomePlug AV*, s'effectue évidemment de façon symétrique à l'émission. La figure 1.23 présente une architecture classique pour un récepteur *HomePlug AV*.

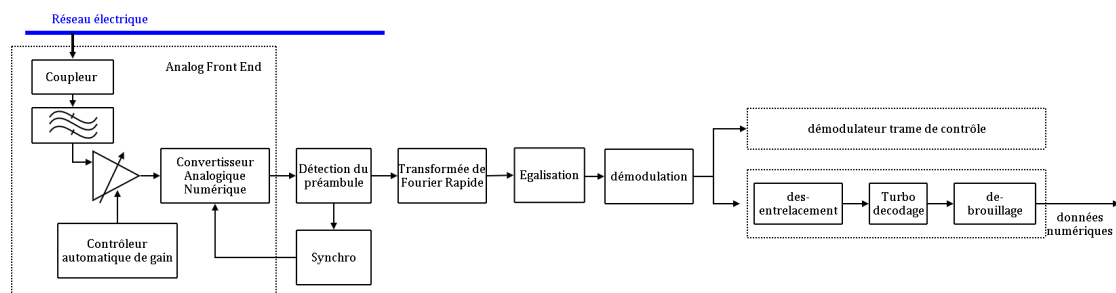


Figure 1.23 : Récepteur *HomePlug AV*.

#### 1.4 Systèmes de transmission à courants porteurs sur le réseau électrique

Pour le coupleur utilisé en réception la spécification *HomePlug AV* impose une impédance d'au moins  $40\ \Omega$  lorsque le modem n'émet pas (réception). On observe en pratique une impédance d'environ  $120\ \Omega$  sur les modems commercialisés.

Le signal est ensuite amplifié à l'aide d'un *Contrôleur Automatique de Gain (CAG)* avant de passer dans un *Convertisseur Analogique/Numérique (CAN)*. Le fonctionnement de ces dispositifs et diverses optimisations seront proposées dans le chapitre 4 ainsi que dans l'annexe III.

Le signal est ensuite converti dans le domaine fréquentiel en utilisant une *Transformée de Fourier Rapide (TFR ou FFT : Fast Fourier Transform)*, qui est une opération identique à la *Transformée de Fourier Rapide Inverse* à un coefficient près.

L'atténuation et le déphasage introduit par le canal sont souvent éliminés par un procédé d'égalisation, qui est en général effectué conjointement avec la démodulation.

La démodulation des données brutes (*demapping*) est généralement effectuée en décision douce, c'est-à-dire que le bit est estimé en termes de probabilité (e.g. 20 % de chances que ce soit un 1, 80 % que ce soit un 0). La démodulation en décision douce permet d'optimiser le fonctionnement du turbo-décodeur. Nous étudierons dans le chapitre 3 diverses optimisations qui peuvent être apportées au décodage, notamment en présence de perturbations impulsives.

Les opérations de dés-entrelacement et d'annulation du brouillage sont rigoureusement symétriques aux opérations effectuées à l'émission.

Concernant le turbo-décodeur, *HomePlug AV* ne spécifie pas l'utilisation d'une architecture particulière à utiliser et laisse donc la liberté au constructeur (en termes d'itération etc.).

L'acquisition du signal par le récepteur, à partir d'une conversion analogique/numérique est semblable au procédé qui est utilisé par un oscilloscope.

Nous allons donc effectuer dans le chapitre 2 la plupart de nos acquisitions à l'oscilloscope, afin de mieux évaluer l'impact réel des perturbations sur les systèmes.

### **1.4.5 Limitations des systèmes actuels**

Nous avons effectué une évaluation de produits *HomePlug AV* afin de déterminer les faiblesses des produits commercialisés. Quelques limitations ont pu être observées mais les performances globales restent particulièrement intéressantes :

- Une synchronisation des modems très rapide.
- Un débit réel relativement élevé sur une majorité d'installations électriques (le débit réel est rarement inférieur à 15 Mb/s ce qui permet de transférer un flux vidéo haute-définition).
- Une très bonne lutte contre les perturbations impulsives apériodiques (aucune baisse sensible de débit lors de nos expérimentations).
- Dans le cas de variations du canal de transmission, le canal est ré-estimé très rapidement et de façon transparente (sans impact pour l'utilisateur final).

Les produits *CPL* commercialisés peuvent donc répondre aux besoins actuels en termes de services (rarement plus d'un flux de télévision haute définition en raison du débit limité de l'accès *ADSL*).

En revanche, avec la généralisation des offres liées au déploiement de la fibre optique, les produits *CPL* pourraient montrer certaines limitations.

#### **1.4.5.1 Bande passante limitée**

Nous avons vu que les systèmes *HomePlug* n'utilisaient qu'une bande allant jusqu'à 30 MHz. Pourtant, l'affaiblissement du canal au delà de 30 MHz reste acceptable et le niveau de bruit stationnaire est particulièrement faible ce qui permet d'envisager de transmettre plusieurs dizaines de Mb/s sur une bande allant de 30 à 80 MHz [7].



L'essentiel du travail à faire pour exploiter des fréquences supérieures à 30 MHz est donc au niveau normatif, afin de définir les niveaux maximums d'émission.

##### **1.4.5.2 Perte de débit liée à l'utilisation d'une modulation sous-optimale**

La limitation du nombre de bits par porteuse (*bitcap*) et la granularité des modulations utilisées par *HomePlug AV* - cf. partie 1.4.3.2.3 – créent une différence entre la capacité du canal et le débit réel sur la ligne.

La limitation du *bitcap* peut être résolue en utilisant des modulations plus importantes (ce qui augmente néanmoins la complexité des algorithmes de démodulation).

L'effet de la granularité sur le débit et sur le taux d'erreur binaire est plus difficile à compenser : sur chaque porteuse, un choix doit être fait entre 2 valeurs d'allocation binaires : moins de débit et moins d'erreurs ou plus de débit avec plus d'erreurs. En pratique, les algorithmes d'allocation binaire vont prendre en compte le codage de canal, qui va permettre de compenser les erreurs sur certaines porteuses en accordant plus de poids sur les porteuses où la granularité est la moins favorable.

D'autres types de modulation, tels que le *MC-SS-CDMA* permettent de limiter considérablement la granularité, en combinant modulation *OFDM* et *CDMA* (cf. [40]).

##### **1.4.5.3 Perte de débit liée à la présence de porteuses éteintes**

Si les porteuses éteintes permettent de limiter les perturbations envers d'autres systèmes de télécommunications, ces fréquences inutilisées limitent fortement le débit qu'il est possible de transmettre sur la ligne d'énergie.

Nous détaillerons dans le chapitre 5 une méthode dite de *CEM* cognitive afin de n'éteindre ces porteuses que si un autre système de communication est détecté par le système *CPL*.

De plus, d'autres optimisations sont possibles : nous avons vu dans la partie 1.4.3.2.6 que le fenêtrage permettait de limiter le nombre de porteuses à éteindre avant et après chaque *notche*. Cependant, cette technique n'est pas parfaite puisque quelques porteuses doivent être éteintes pour chaque *notche*.

L'utilisation de l'*OFDM-OQAM* [42] permet d'obtenir des *notches* plus profonds et avec une pente plus importante qu'en *OFDM* fenêtré. Ce procédé a donc un double avantage : un niveau de bruit plus faible dans les *notches* et un gain en débit (il est alors possible d'utiliser les porteuses à proximité des *notches*).

#### ***1.4.5.4 Présence de bruits impulsifs aperiodiques***

Nous avons vu que les systèmes se comportaient très bien face au bruit impulsif aperiodique mais certaines optimisations peuvent être faites, notamment pour améliorer le délai de détection de l'erreur et de sa retransmission.

Nous avons élaboré certaines techniques qui vont dans ce sens et qui seront détaillées dans le chapitre 3.

L'utilisation de ces techniques pourra être avantageuse notamment pour l'utilisation de produits *CPL* pour des applications qui nécessitent très peu de latence (jeu en ligne notamment).

#### ***1.4.5.5 Bruit "vu" par le modem supérieur au bruit réel sur la ligne***

Des mesures sur les systèmes classiques nous ont montré que les modems *HomePlug AV* commercialisés effectuaient une allocation binaire différente de la capacité du canal.

Nous avons en particulier constaté que le plancher de bruit vu par le modem était sensiblement différent du bruit réel sur la ligne.

Ce problème provient certainement du bruit rajouté par le *Convertisseur Analogique/Numérique*. Nous détaillerons dans le chapitre 4 ce problème et nous proposerons plusieurs solutions.

### 1.4.5.6 Mauvaise immunité face aux perturbations périodiques

Nous allons voir que les perturbations périodiques (bruits périodiques synchrones et variations périodiques synchrones de la fonction de transfert) sont fortement présentes sur le canal électrique.

Nous avons vu dans la partie 1.4.3.2.7 que les modems *HomePlug AV* pouvaient effectuer une variation de l'allocation binaire dans le temps.

Cependant cette technique n'est pas implémentée en pratique et le débit des modems *HomePlug AV* chute considérablement en présence de perturbations périodiques synchrones.

Le tableau 1.12 présente quelques exemples de variations de débits suite au branchement d'une alimentation à découpage générant des perturbations périodiques synchrones.

Tableau 1.12 : Performances de systèmes CPL en présence de perturbation périodiques synchrones.

Configuration	Perturbateur	HomePlug 1.0		HomePlug AV.	
		Débit (Mb/s)	Variation	Débit (Mb/s)	variation
1 Bon lien électrique	Aucun	32	N/A	72	N/A
	Bloc alim 1	23	- 28 %	66	- 8 %
	Bloc alim 2	22	- 31 %	65	- 10 %
	Bloc alim 3	23	- 28 %	62	- 14 %
2 Lien avec atténuation	Aucun	25	N/A	48	N/A
	Bloc alim 1	13	- 48 %	32	- 33 %
	Bloc alim 2	13	- 48 %	29	- 40 %
	Bloc alim 3	12	- 52 %	29	- 40 %

Ce tableau a été obtenu à partir du logiciel *Iperf* [55] sur des systèmes *Devolo HomePlug 1.0 Turbo* (85 Mbits/s) et *Devolo HomePlug AV* (200 Mbits/s). Les différents blocs d'alimentation sont respectivement :

- Une alimentation de téléphone portable.
- Une alimentation de disque dur externe.
- Une alimentation de modem *ADSL*.

La perte de débit sur chacun des systèmes semble considérable. Néanmoins, l'utilisation d'une allocation binaire variable dans le temps, préconisée dans la spécification, devrait permettre de diminuer significativement des limitations.

## **Chapitre 2**

### **Étude du canal de transmission face aux perturbations du réseau**

#### **2.1 Introduction**

Nous avons présenté dans le chapitre précédent la possibilité d'utiliser le réseau électrique comme support de transmission haut débit. L'analyse bibliographique et l'étude de systèmes commercialisés nous a permis de souligner quelques faiblesses des systèmes, notamment vis-à-vis des perturbations qui se produisent sur le réseau électrique.

Afin d'optimiser le fonctionnement des systèmes à courants porteurs, il est nécessaire d'effectuer une étude approfondie des perturbations que subit le canal de transmission (bruits électromagnétiques et fonction de transfert).

Les études présentées dans le chapitre 1 nous ont permis d'isoler les 3 types de phénomènes temporels susceptibles d'affecter le réseau électrique : Les phénomènes permanents, apériodiques et périodiques synchrones avec la tension du secteur.

Ces phénomènes sont peu abordés dans la littérature (particulièrement concernant les variations de la fonction de transfert) et il nous est apparu utile de nous concentrer sur ces aspects afin de fournir un travail qui soit complémentaire de ce que nous avons pu aborder dans le chapitre 1.

Nous allons donc présenter les méthodes de mesure et d'analyse que nous avons déployées pour étudier ces phénomènes et détailler les différentes observations que nous avons pu faire.

Cette connaissance plus fine du canal de transmission constitue une étape fondamentale pour l'analyse de pistes d'optimisations pour la transmission à courants porteurs sur le réseau électrique domestique.

## 2.2 Bruits électromagnétiques sur le réseau électrique

Nous allons étudier dans cette partie les différentes perturbations électromagnétiques qui peuvent affecter le réseau électrique. Cette étude sera basée sur une classification à partir des 3 phénomènes temporels que nous avons isolés.

### Phénomènes permanents :

Ces phénomènes correspondent à des phénomènes dont la présence est établie depuis le branchement du modem jusqu'à sa déconnexion. La figure 2.1 présente un exemple de divers dispositifs pouvant produire des phénomènes permanents.

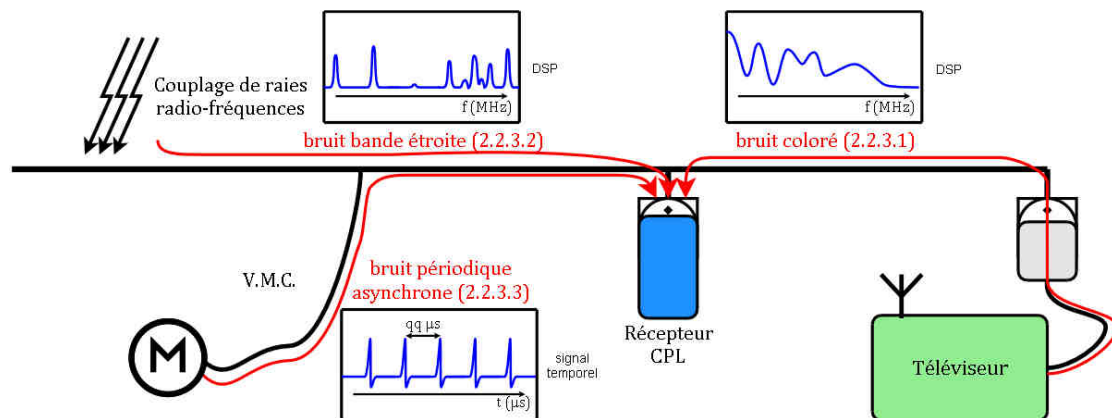


Figure 2.1: Exemple de phénomènes permanents.

Il est évidemment nécessaire que ces dispositifs restent en fonctionnement pendant une durée assez longue afin de considérer ces phénomènes comme permanents.

### Phénomènes apériodiques :

Dans le cas contraire, lors de l'extinction du téléviseur par exemple, on observera une variation apériodique du bruit stationnaire. D'autres phénomènes apériodiques peuvent se produire comme le montre la figure 2.2 : le branchement d'un PC sur une prise électrique risque de provoquer un bruit impulsif (cf. 2.2.5.1), l'allumage d'une lampe basse consommation va engendrer des phénomènes périodiques synchrones (cf. 2.2.5.3) et nous venons de voir que

l'extinction de la télévision allait modifier le niveau du bruit stationnaire (cf. 2.2.5.2).

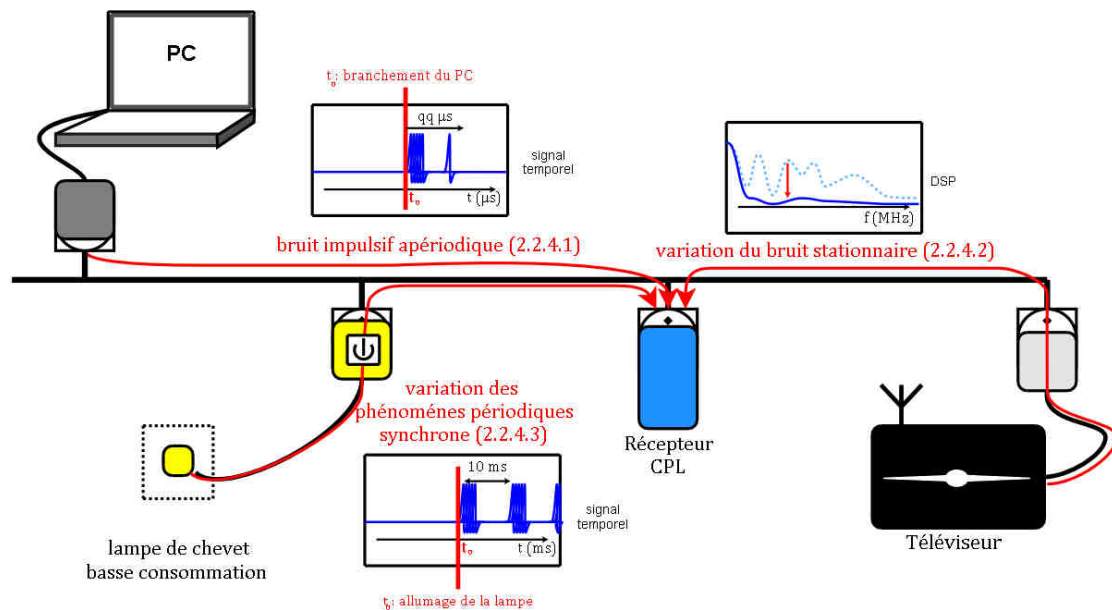


Figure 2.2 : Exemple de phénomènes apériodiques.

Dans le cas de la lampe basse consommation et du téléviseur, il est important de noter que c'est la variation du bruit qui est apériodique et non la conséquence de cette variation. D'où l'utilisation du terme "variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones" par exemple.

### Phénomènes périodiques synchrones :

Les phénomènes périodiques synchrones avec le secteur se produisent à une fréquence correspondant à la fréquence de la tension du secteur (50 Hz en Europe, 60 Hz aux états unis) ou à un multiple de cette fréquence (généralement 100 Hz en Europe).

La figure 2.3 présente un exemple de réseau électrique avec une lampe basse consommation et une lampe halogène, deux dispositifs qui sont susceptibles de générer des phénomènes périodiques synchrones. En effet, une lampe halogène peut générer une impulsion périodique toutes les 10 ms (100 Hz, cf. 2.2.6.1) et certaines lampes basse consommation sont réputées pour provoquer des variations périodiques synchrones du niveau du bruit stationnaire (cf. 2.2.6.2).

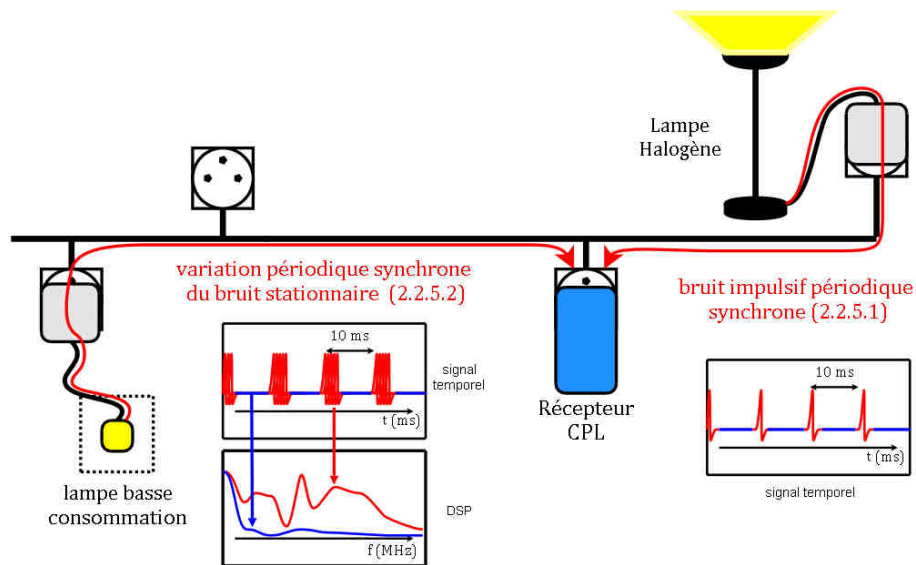


Figure 2.3 : Exemple de phénomènes périodiques synchrones.

### Classification :

L'observation de l'ensemble des perturbations susceptibles d'interférer avec les communications CPL a du pu être classifiée selon ces phénomènes temporels :

- Phénomènes permanents (2.2.4)
  - Bruit de fond coloré (2.2.4.1).
  - Bruit bande étroite (2.2.4.2).
  - Bruit impulsif périodique asynchrone (2.2.4.3).
- Phénomènes apériodiques (2.2.5)
  - Bruit impulsif apériodique (2.2.5.1).
  - Variation apériodique du bruit "stationnaire" (2.2.5.2).
  - Variation apériodique des phénomènes périodiques sync. (2.2.5.3).
- Phénomènes périodiques synchrones à la tension secteur. (2.2.6)
  - Bruit impulsif périodique synchrone avec le 50 Hz. (2.2.6.1).
  - Variation périodique synchrone du bruit "stationnaire" (2.2.6.2).

Cette classification est particulièrement utile pour établir un modèle de bruit du réseau électrique. Le bruit à un instant donné sera une composante de différents bruits issus de phénomènes permanents, périodiques synchrones ou apériodiques. Ainsi, il sera possible d'établir un modèle dont l'évolution dans le temps suit une logique similaire aux événements que l'on peut observer sur le

réseau électrique (augmentation du niveau du bruit de fond coloré simultanément à l'apparition d'un bruit impulsif par exemple).

Après une présentation des techniques de mesures et de traitement que nous avons mis en place pour observer ces perturbations, nous allons détailler l'analyse des perturbations électromagnétiques, à partir de notre classification selon les phénomènes temporels.

### **2.2.2 Méthodologie de mesure**

Pour étudier les perturbations électromagnétiques présentes sur le réseau électrique, nous nous sommes basés sur une mesure des perturbations au niveau des prises susceptibles d'être utilisées pour une transmission *CPL* (généralement à proximité de la passerelle d'accès, de la télévision ou de l'ordinateur).

Il n'est évidemment pas possible de brancher l'appareil de mesure (oscilloscope, analyseur de spectre etc.) directement sur le réseau électrique en raison de la tension du secteur (*230 Volts*). Cette opération est effectuée par un dispositif de couplage qui va permettre d'isoler le signal *CPL* hautes fréquences de la tension du secteur.

#### **2.2.2.1 Système de couplage**

Au cours de cette thèse, nous avons eu le choix entre 3 dispositifs de couplage différents dont nous allons détailler le fonctionnement.





Figure 2.4 : Photo des différents coupleurs à notre disposition.

Le premier dispositif (A) est un coupleur actif de marque *Develec*. Il présente une atténuation de  $12\text{ dB}$ , fonctionne entre  $30\text{ kHz}$  et  $30\text{ MHz}$  et présente une impédance  $Z_0$  de  $10\text{ k}\Omega$  sur l'accès secteur. Cette forte impédance permet d'observer le signal sans modifier l'impédance de la ligne.

Ce dispositif actif permet de coupler le signal du réseau électrique vers le connecteur *BNC*. Il n'est en revanche pas possible d'injecter du signal sur le réseau à l'aide de ce coupleur (par exemple pour régénérer un bruit pré-enregistré).

Le second dispositif (B) est un adaptateur de mesure *Schaffner SL 402-251*. Ce dispositif fonctionne avec deux sorties en mode commun (phase/terre et neutre/terre) sans filtrage du  $50\text{ Hz}$  mais avec une atténuation par 1000 de la tension du signal ce qui limite l'observation de signaux hautes fréquences dont l'amplitude dépasse rarement quelques *Volts*. Ce dispositif peut néanmoins être utilisé pour l'observation de la tension du secteur lors de l'étude des phénomènes périodiques synchrones avec le  $50\text{ Hz}$  (cf. partie 2.2.6).

Le troisième dispositif (C) est un dispositif passif crée en interne dont le schéma est donné sur la figure 2.5. Il s'agit d'un coupleur adapté pour recevoir une impédance de  $50\text{ }\Omega$  sur le port *BNC*. Ce coupleur ne présente pas d'atténuation mais filtre la tension du secteur. Ce dispositif permet aussi bien la mesure du signal que l'injection d'un signal sur la ligne.

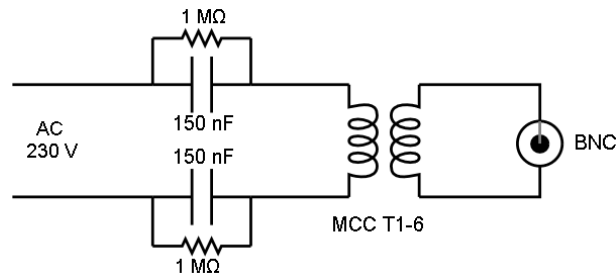


Figure 2.5 : Schéma coupleur passif interne FT.

Ce coupleur sera utilisé en raison de son impédance de  $50 \Omega$  (qui permet de simuler la présence d'un adaptateur CPL). Il faut toutefois noter que cette valeur de  $50 \Omega$  a été choisie arbitrairement et ne correspond pas aux valeurs qui sont utilisées sur les modems CPL que l'on trouve dans le commerce (de l'ordre de  $20 \Omega$  à l'émission et de  $120 \Omega$  à la réception), cf. parties 1.4.3 et 1.4.4.

Dans le cadre de futures campagnes de mesures, il serait intéressant de travailler avec des coupleurs dont l'impédance se rapproche des valeurs utilisées dans l'industrie.

### 2.2.2.2 Dispositif de mesure

Nous avons mentionné dans le chapitre 1 (partie 1.3.2.1.1) que l'utilisation de l'analyseur de spectre était limitée à l'observation des phénomènes purement stationnaires en raison de son fonctionnement (phénomène de balayage).

Afin d'avoir une meilleure connaissance des phénomènes temporels qui se produisent sur le réseau électrique, nous avons utilisé un oscilloscope numérique, que ce soit pour l'observation des bruits impulsifs, mais aussi du bruit stationnaire.

En effet, même si les performances de l'oscilloscope (en termes de sensibilité et de résolution) sont largement inférieures à celles d'un analyseur de spectre, cette méthode permet d'observer les variations dans le temps du bruit stationnaire et sera donc complémentaire des études décrites dans la littérature (cf. partie 1.3.2).

De plus, le fonctionnement d'un oscilloscope, à partir d'un *Convertisseur Analogique/Numérique*, est très proche du fonctionnement des modems OFDM utilisés par les systèmes à courants porteurs. Cette étude sera donc

## 2.2 Bruits électromagnétiques sur le réseau électrique

---

particulièrement utile pour analyser le fonctionnement des systèmes en présence de perturbations.

Pour nos mesures, nous disposons d'un oscilloscope *LeCroy WaveRunner 64Xi-VL* qui présentait les caractéristiques suivantes :

- 4 voies d'entrée.
- Un buffer de  $12,5\text{ Mo/voie}$  si les 4 voies sont utilisées,  $25\text{ Mo/voie}$  pour 2 voies.
- Une fréquence d'échantillonnage maximale de  $600\text{ MHz}$ .
- De nombreuses possibilités de réglage pour le déclenchement (*trigger*).

Un tel oscilloscope va nous permettre d'effectuer deux types de mesure :

- La mesure du bruit impulsif, en déclenchant une acquisition dès que la tension dépasse un certain seuil : le niveau de *trigger*.
- La mesure du bruit de fond (bruit stationnaire et pseudo-stationnaire), en déclenchant manuellement une acquisition de longue durée avec une taille de buffer  $N_{buffer}$  maximale.

La possibilité de déclencher manuellement l'acquisition nous assure que la mesure sera faite indépendamment d'un phénomène particulier survenant sur le réseau électrique.

Nous verrons que les phénomènes impulsifs sont de forte énergie et peuvent atteindre de très fortes tensions. Il est donc nécessaire, si l'on veut connaître le niveau réel de la perturbation, de diminuer le gain en entrée du *CAN* mais cela va diminuer la précision de l'oscilloscope comme cela est démontré dans l'annexe III. Le compromis étant impossible entre bonne sensibilité et tension maximale suffisante, nous avons divisé le signal en deux à l'aide d'un séparateur de puissance (*power splitter*) et utilisé 2 voies de l'oscilloscope avec deux sensibilités différentes.

Comme 4 voies sont disponibles, nous avons surveillé simultanément 2 prises du réseau électrique avec 2 coupleurs passifs identiques (symbolisant émetteur et

récepteur) afin d'observer les corrélations que l'on peut observer entre des perturbations mesurées en divers endroits du réseau électrique.

Les premières mesures que nous avons effectuées nous ont montré un fort niveau de signal sur une bande allant de 0 à 500 kHz, que ce soit pour le bruit impulsif et le bruit stationnaire. Pour augmenter la précision de l'acquisition, nous avons filtré ces fréquences qui ne sont pas utilisées par les systèmes CPL haut débit (cf. partie 1.4.3.1). Cette technique permet d'augmenter la sensibilité de l'oscilloscope sans risquer de saturer l'oscilloscope. Ce filtrage est réalisé avec un filtre passe-haut passif d'ordre 3, dont la fréquence de coupure est réglée à 700 kHz.

La figure 2.6 présente le dispositif de mesure complet.

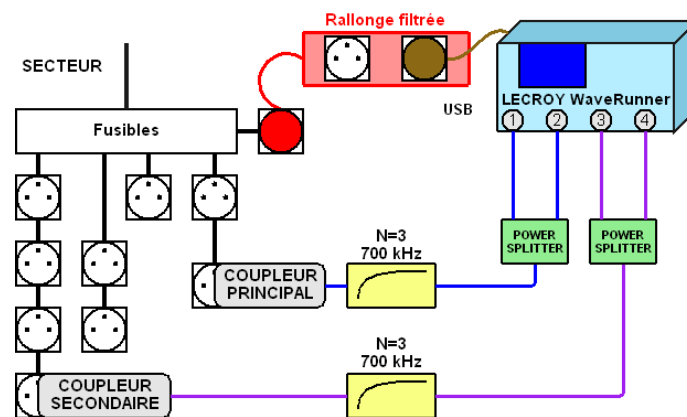


Figure 2.6 : Dispositif de mesure à l'oscilloscope.

La fréquence d'échantillonnage utilisée est choisie d'après le théorème de Nyquist-Shannon [56] qui impose d'avoir une fréquence d'échantillonnage au moins 2 fois supérieure à la fréquence maximale du signal à observer. Pour pouvoir observer les phénomènes jusqu'à 100 MHz la valeur de  $f_{ech}$  de 250 Mch/s (MégaÉchantillons/s) a donc été choisie.

La durée de l'acquisition va être dépendante de la mesure à effectuer : pour une mesure du bruit impulsif, on va préférer un enregistrement de courte durée afin de ne pas saturer le disque dur de l'oscilloscope. La position du *trigger* est choisie pour collecter les données avant et après le bruit impulsif car des phénomènes peuvent se produire avant le déclenchement.

## 2.2 Bruits électromagnétiques sur le réseau électrique

Pour les mesures de bruit stationnaire, on essaye en revanche de maximiser la fenêtre d'observation, afin d'analyser les variations qui peuvent se produire au cours du temps. Cette durée ne peut pas dépasser *100 ms* en raison des limitations techniques de l'appareil de mesure.

Le tableau 2.1 récapitule les paramètres utilisés dans le cadre des campagnes de mesure :

Tableau 2.1 : Paramètres utilisés lors des campagnes de mesure.

Type de Mesure		Bruits impulsifs		Bruits de fond
Prises surveillées		2		
Coupleur		Passif 50 $\Omega$ (type C figure 2.4)		
Résolution	R	8 bits		
Fréquence d'échantillonnage	fech	250 Mech/s		
Nombre de voies		4 (2 par prise)		2 (1 par prise)
Sensibilité		Voies 1&3	Voies 2&4	400 $\mu$ V/bit (5 mV/div)
		800 $\mu$ V/bit (10mV/div)	80mV/bit (1V/div)	
Taille max. du buffer	Nbuffer	12,5 Mo/voie		25 Mo/voie
Taille de buffer utilisée		4 Mo / voie		25 Mo/voie
Durée de l'acquisition	d	10 ms		100 ms
Position du trigger		1 ms		N/A
Niveau du trigger		20 mV		N/A

Le niveau de trigger spécifié a été choisi après plusieurs essais. Il était important que ce niveau soit suffisamment élevé pour éviter des déclenchements intempestifs et suffisamment faible pour détecter un maximum de bruits. La valeur minimale (20 mV) a donc été relevée pour certaines habitations où le bruit stationnaire était trop fort.

### 2.2.2.3 Logiciel Mabis

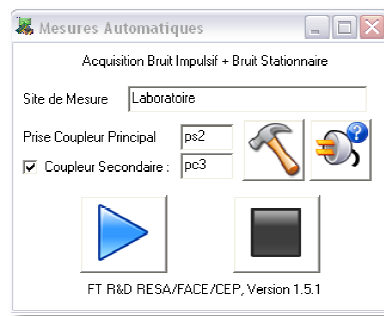
Mabis est un logiciel que j'ai développé dans le cadre de cette thèse, afin d'automatiser les mesures de bruit impulsif et stationnaire avec un seul oscilloscope.

Mabis est un programme qui s'installe directement sur les oscilloscopes *LeCroy WaveRunner* et effectue automatiquement :

- L'initialisation de l'oscilloscope.
- L'acquisition du bruit stationnaire de la ligne à intervalle de temps régulier (toutes les 15 minutes par exemple).

- L'acquisition du bruit impulsif le reste du temps avec les paramètres du tableau 2.1.
- Le tri et le nommage automatique des fichiers.

La figure 2.7 présente l'interface du logiciel Mabis qui est entièrement manipulable à l'aide de l'écran tactile de l'oscilloscope.



*Figure 2.7 : Interface de Mabis.*

Le logiciel Mabis permet également de configurer certains paramètres tels que la périodicité de la mesure de bruit stationnaire ou le niveau de déclenchement (*trigger*). Une option permet aussi d'ajuster automatiquement le niveau de *trigger* en fonction du niveau du bruit stationnaire.

Cette technique permet d'éviter un dysfonctionnement de l'appareil en cas de remontée du bruit stationnaire (si le bruit stationnaire dépasse le niveau de *trigger*, les acquisitions se font en permanence jusqu'à épuisement de la mémoire).

Le logiciel Mabis a été utilisé sur 13 sites pour une durée d'environ 24 heures par site pour un total d'environ 50000 bruits impulsifs et de 1100 mesures de bruits stationnaires. Vu la quantité de données que cela représente, il a été nécessaire de concevoir des systèmes de traitement automatique des enregistrements.

### 2.2.3 Traitement des mesures

#### 2.2.3.1 Visualisation du signal temporel

Les perturbations que l'on a mesurées, que ce soit pour le bruit stationnaire ou le bruit impulsif sont en fait des signaux électriques qui ont été échantillonnés à l'aide de l'oscilloscope. L'approche la plus simple pour aborder un tel signal est d'observer son allure temporelle telle qu'elle est représentée sur un oscilloscope. Les figures 2.8 et 2.9 présentent respectivement une mesure de bruit de fond et de bruit impulsif apériodique sur une installation électrique.

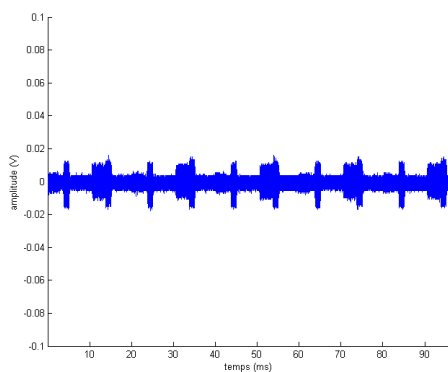


Figure 2.8 : Bruit stationnaire.

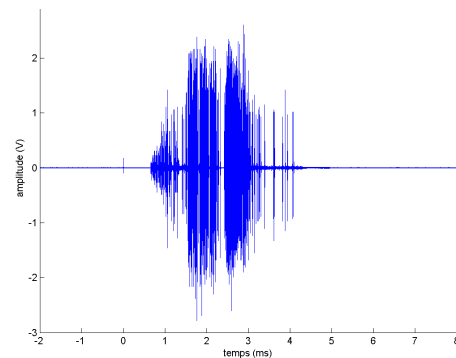


Figure 2.9 : Bruit impulsif apériodique.

Ce type de visualisation permet d'observer les phénomènes purement temporels : durée du bruit, rafale ou perturbation isolée, amplitude maximale du bruit etc.

Dans [11], l'étude de la forme temporelle des bruits impulsifs permet d'isoler certaines caractéristiques fréquentielles (pseudo-période de l'impulsion notamment) mais nous avons vu dans la partie 1.3.2.2 que ce type de visualisation ne renseignait pas totalement sur la *DSP* du bruit.

Il est pourtant nécessaire de connaître totalement l'influence des bruits selon la fréquence afin d'estimer l'impact que ce type de perturbation va avoir sur le système. Nous avons en effet vu dans la section 1.4 que les systèmes *CPL* exploitaient une bande allant jusqu'à 30 MHz, et certainement jusqu'à 100 MHz pour les systèmes futurs.

### 2.2.3.2 Transformée de Fourier

Pour obtenir le spectre fréquentiel associé au signal temporel, il est possible d'utiliser la transformée de Fourier (cf. annexe VI) : les figures 2.10 et 2.11 représentent respectivement les *Densités Spectrales de Puissance (DSP)* du bruit stationnaire de la figure 2.8 et du bruit impulsif de la figure 2.9 obtenus à l'aide de FFT (*Transformées de Fourier Rapide*).

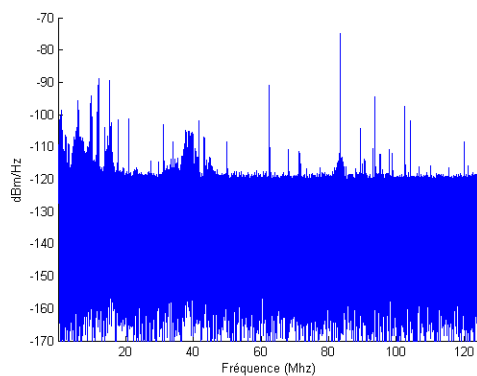


Figure 2.10 : DSP du bruit de fond.

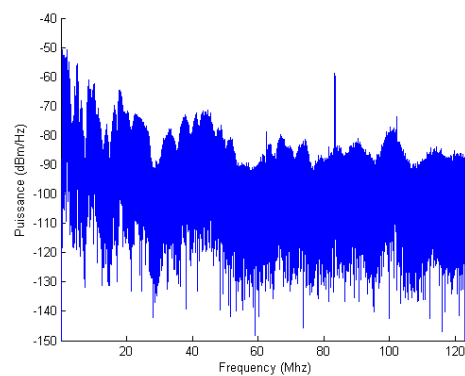


Figure 2.11 : DSP du bruit impulsif.

Dans les deux cas, on constate une forte variation de la *DSP* mesurée pour des fréquences adjacentes (ce qui se traduit par une forte épaisseur de la courbe). Pour remédier à cela, il est possible de lisser les courbes (à une valeur moyenne, maximale ou minimale) mais il est alors difficile de savoir ce que l'on représente.

En réalité, la transformée de Fourier n'est sensée être utilisée que pour des signaux stationnaires périodiques, ce qui n'est ni le cas du bruit impulsif, ni du bruit stationnaire que l'on mesure sur ligne d'énergie. L'utilisation de la transformée de Fourier sur de tels signaux peut conduire à des erreurs d'interprétation, comme cela est montré dans l'annexe VI.

Par exemple, si on reprend le bruit impulsif de la figure 2.9 et que la densité spectrale de puissance est estimée à deux brefs instants différents au lieu d'un seul instant (représentés par l'instant  $t_1$  et l'instant  $t_2$  sur la figure 2.12).



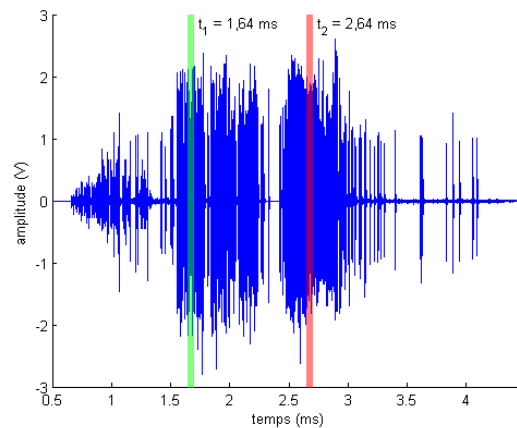


Figure 2.12: Bruit impulsif apériodique - mesure de la DSP pour 2 instants.

On observe sur la figure 2.13 que la densité spectrale de puissance à ces deux instants est rigoureusement différente.

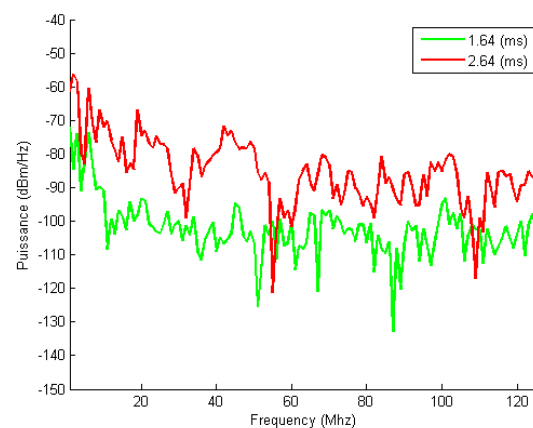


Figure 2.13 : Densité spectrale de puissance à deux instants différents.

Pour un système de type *OFDM* tel que celui utilisé dans la spécification *HomePlug AV*, l'effet du bruit sera variable dans le temps en raison des variations de la densité spectrale de puissance. En effet, nous avons vu dans le paragraphe 1.4.3.2 qu'un modem *HomePlug AV* va "découper" le signal en plusieurs fragments (symbole *OFDM*) avant d'effectuer une transformée de Fourier. L'impact d'une perturbation va donc dépendre du niveau de *DSP* sur chaque symbole *OFDM* et non de la *DSP* globale de la perturbation.

Il est donc nécessaire d'adopter une approche basée sur le fonctionnement réel des modems *CPL* pour caractériser les perturbations et estimer leur impact.

### 2.2.3.3 Visualisation spectrographique

Pour cela, nous avons choisi une approche de type spectrographique : le signal échantillonné est divisé en plusieurs fragments de durée prédéfinie et une transformée de Fourier discrète est effectuée pour chacun de ces fragments temporels. Cette approche permet de montrer les évolutions de la puissance spectrale dans le temps.

Nous appellerons abusivement ces fragments temporels "symboles *OFDM*" par analogie au fonctionnement d'un système *OFDM*. Cette appellation est un peu abusive car notre technique de découpage ne prend pas en compte divers paramètres utilisés en *OFDM* (e.g. intervalle de garde).

Il serait possible de tracer plusieurs courbes correspondant à la densité spectrale de puissance à différents instants (comme sur la figure 2.13), mais la superposition d'un grand nombre de courbes serait illisible.

Nous avons donc opté pour une approche spectrographique : pour chaque symbole *OFDM*, la *DSP* est représentée sur une ligne de cellules colorées, en faisant correspondre chaque couleur à un niveau de puissance (figure 2.14).

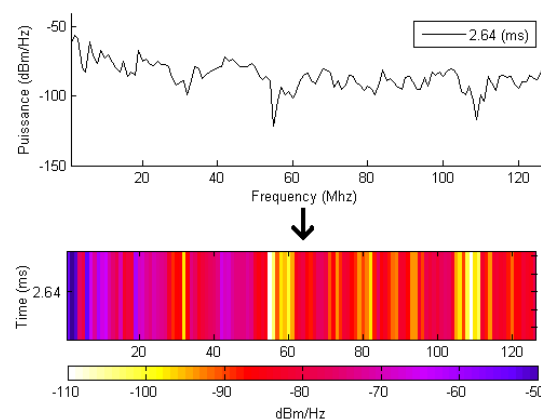


Figure 2.14 : Correspondance DSP – couleur.

Les lignes sont ensuite juxtaposées les unes aux autres et forment un spectrogramme. Chaque colonne du spectrogramme correspond à une fréquence et chaque ligne à un symbole *OFDM*. La figure 2.15 montre très clairement l'évolution de la densité spectrale de puissance de la perturbation dans le temps.

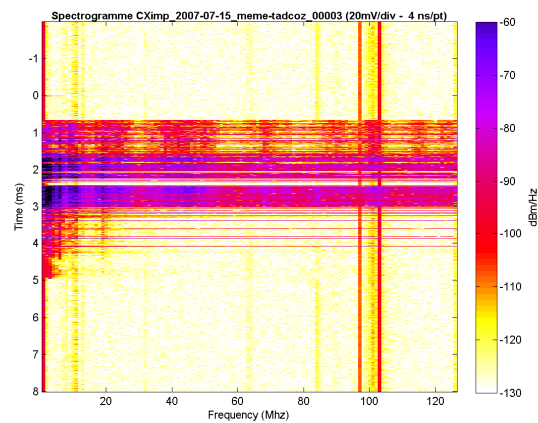


Figure 2.15 : Spectrogramme associé au bruit de la figure 2.9.

Cette approche des phénomènes temps/fréquence va nous permettre de caractériser beaucoup plus finement les perturbations présentes sur le réseau électrique.

### 2.2.3.4 Choix de la durée des symboles OFDM

Le choix de la durée des symboles *OFDM* est un point important de cette approche : plus la durée du symbole est longue, plus la résolution en fréquence de notre spectrogramme sera forte (cf. théorie de Fourier en annexe VI) mais plus il sera difficile d'observer des phénomènes temporels de courte durée.

Pour analyser les perturbations, nous nous sommes basés sur les paramètres de *FFT* qui sont utilisés dans les systèmes actuels, notamment les systèmes basés sur la spécification *HomePlug AV* [1]. Dans cette spécification, la durée d'un symbole *OFDM* est de  $40,96 \mu s$ .

Nous avons choisi d'utiliser également cette valeur de  $40,96 \mu s$  pour notre traitement, afin d'évaluer facilement l'impact d'une perturbation sur les systèmes *HomePlug AV* existants.

En revanche, la fréquence d'échantillonnage étant plus élevée, il sera possible d'étendre ces analyses sur une bande pouvant aller jusqu'à plus de  $100 \text{ MHz}$  (on augmente le nombre de porteuses en laissant le pas fréquentiel inchangé).

Les paramètres de traitement du signal sont résumés sur le tableau 2.2 :

Tableau 2.2 : paramètres utilisés pour le traitement spectrographique.

Paramètre	Valeur
Fréquence d'échantillonnage	250 MHz
Durée de l'acquisition	100 ms
Temps symbole OFDM	40,96 $\mu$ s
Nombre de symbole OFDM	2441
Taille FFT	10240 points
Bande de fréquence	0-125 MHz
Pas fréquentiel	24,4141 kHz

Dans tous les cas, les outils mis en place pour ce travail pourront être utilisés avec d'autres paramètres de temps symbole, pour évaluer l'impact des perturbations avec d'autres spécifications.

### 2.2.3.5 Logiciel de traitement automatisé

Pour automatiser l'importation des fichiers de mesure, le découpage en symboles *OFDM*, le traitement, la génération de statistiques et la visualisation temps/fréquence des perturbations, une interface graphique a été développée sous Matlab (cf. figure 2.16).

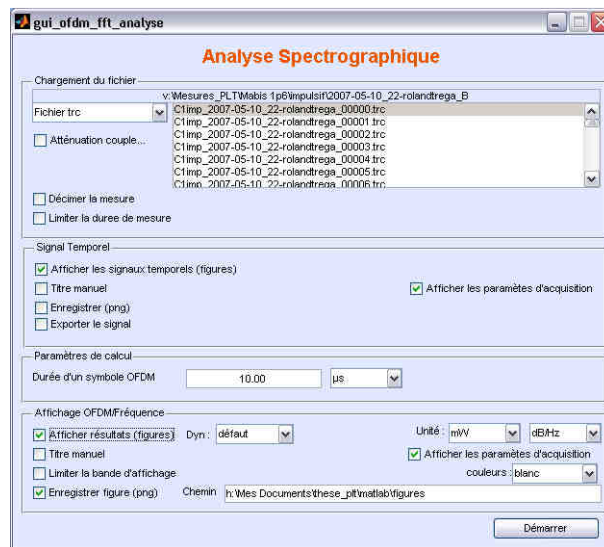


Figure 2.16: Logiciel automatisé d'analyse spectrographique.

Au-delà de la visualisation spectrographique, cette interface permet d'effectuer des statistiques sur les bruits, notamment pour estimer la durée de la perturbation (à 40,96  $\mu$ s près), la bande passante affectée par la perturbation (à 25,4 kHz près), ainsi que le nombre de cellules erronées (1 cellule = 1 porteuse de 25,4 kHz sur un symbole *OFDM* de 40,96  $\mu$ s).

### 2.2.4 Étude des phénomènes permanents

#### 2.2.4.1 Bruit de fond coloré

Le bruit de fond coloré est largement décrit dans la littérature, notamment dans [17], nous ne reviendrons pas sur les caractéristiques de ce bruit, dont la caractéristique principale est une puissance qui diminue avec la fréquence.

#### 2.2.4.2 Bruit bande étroite

Le bruit bande étroite est souvent un bruit dû à des émetteurs radiofréquences. Ces fréquences peuvent être réservées pour divers usages (radioamateurs, émetteurs *FM*, police, etc.).

Ce bruit se caractérise par la présence de pics dans la densité spectrale de puissance du bruit stationnaire. La figure 2.17 présente un spectrogramme du bruit stationnaire dans la bande *FM* (87,5 – 107,9 MHz) où l'on distingue très clairement la présence de stations radio.

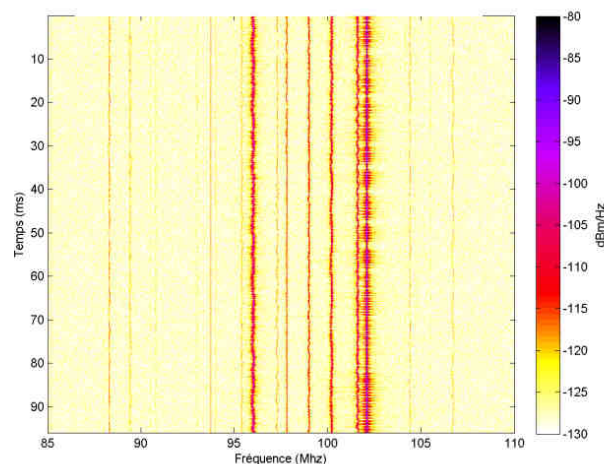


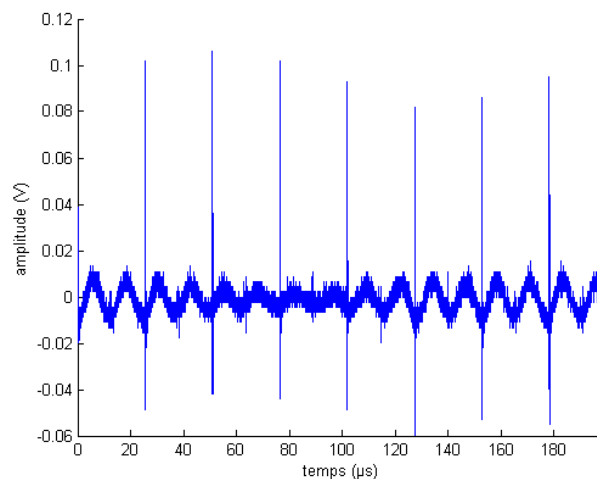
Figure 2.17: spectrogramme du bruit stationnaire dans la bande FM.

On constate sur ce spectrogramme que la *DSP* de ces raies ne varie que très peu dans le temps, ces perturbations sont donc particulièrement faciles à estimer et à compenser (nous avons vu dans la partie 1.4.3.2.1 que la modulation *OFDM* utilisée par *HomePlug AV* était particulièrement efficace pour lutter contre ce type de perturbations).

De plus, la présence de ces raies va permettre de détecter la présence d'autres systèmes de communication pour faire un partage "intelligent" de la bande : au lieu d'éteindre toutes les porteuses de la bande *FM* (*notche* sur toute la bande), on peut imaginer un système qui ne coupe que les fréquences où un signal est détecté (*CEM* cognitive). Cet aspect sera traité dans le chapitre 5 (partie 5.1).

#### **2.2.4.3 Bruit impulsif périodique asynchrone**

Une observation temporelle d'un bruit stationnaire peut montrer la présence de perturbations périodiques dont la fréquence peut aller de  $20\text{ kHz}$  à plusieurs centaines de  $\text{kHz}$ . La figure 2.18 présente l'allure temporelle d'une perturbation périodique asynchrone dont la fréquence est de  $39\text{ kHz}$ .



*Figure 2.18: Bruit impulsif périodique asynchrone.*

Ces perturbations trouvent généralement leur origine dans les alimentations à découpage qui utilisent des hacheurs, l'annexe VII explique le fonctionnement d'un hacheur et fournit une explication sur la présence de ces impulsions périodiques asynchrones.

Le bruit impulsif généré par ce type de perturbateur ressemble à une succession d'impulsions très brèves et de très courtes durées, de l'ordre de  $50\text{ ns}$  comme le montre la figure 2.19.

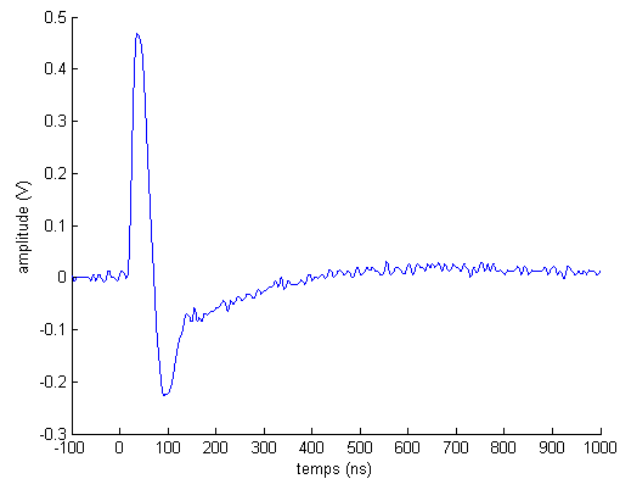


Figure 2.19 : Impulsion d'un bruit impulsif périodique asynchrone au niveau du perturbateur.

Ce type d'impulsion est large bande puisque la densité spectrale de puissance va en décroissant jusqu'à plus de 30 MHz comme le montre la figure 2.20.

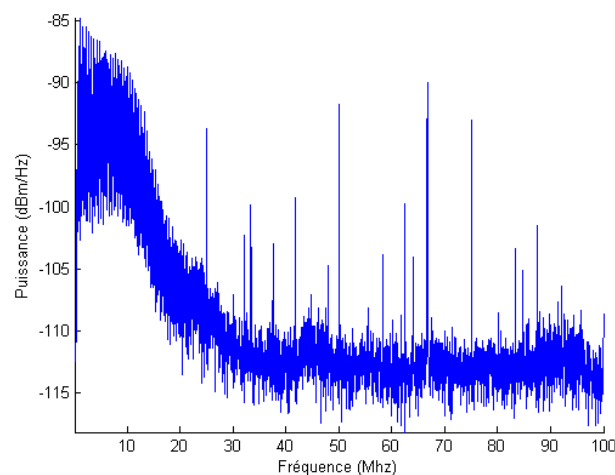


Figure 2.20 : DSP d'un bruit impulsif périodique asynchrone au niveau du perturbateur.

Au niveau du récepteur, chaque impulsion est modifiée par le canal entre le perturbateur et le récepteur et ressemble plus à une sinusoïde amortie comme le montre la figure 2.21.

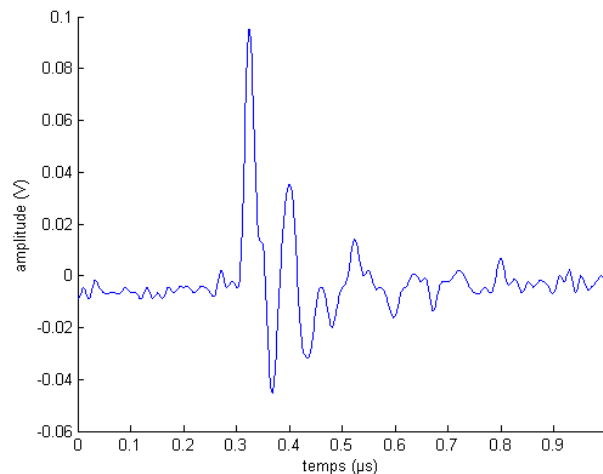


Figure 2.21 : Impulsion d'un bruit impulsif périodique asynchrone au niveau du récepteur.

La densité spectrale de puissance équivalente à ce bruit correspond alors à la convolution de l'impulsion et de la fonction de transfert du canal (figure 2.22), ce qui explique la faible puissance de l'impulsion pour certaines bandes de fréquences.

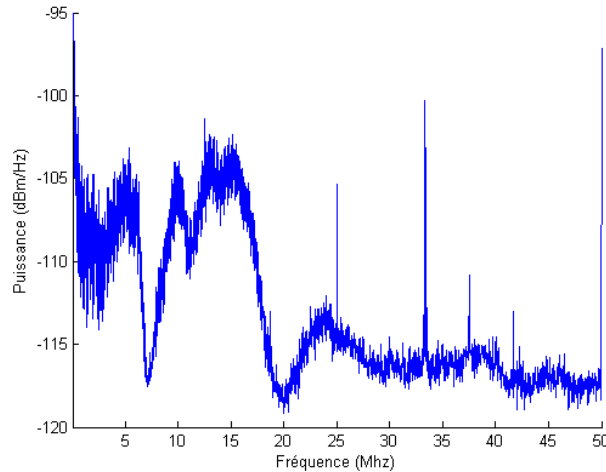


Figure 2.22 : DSP d'un bruit impulsif périodique asynchrone au niveau du récepteur.

Le bruit sur chaque symbole *OFDM* sera donc lié au nombre d'impulsions qui vont apparaître pour chaque symbole *OFDM* : dans le cas du bruit de la figure 2.18 (fréquence de répétition de 39 kHz), il peut y avoir entre 1 et 2 impulsions par symbole *OFDM* (environ 1 impulsion dans 62% des cas et 2 impulsions dans 38 % des cas).



Ces variations expliquent les légères variations que l'on observe sur le spectrogramme de la figure 2.23.

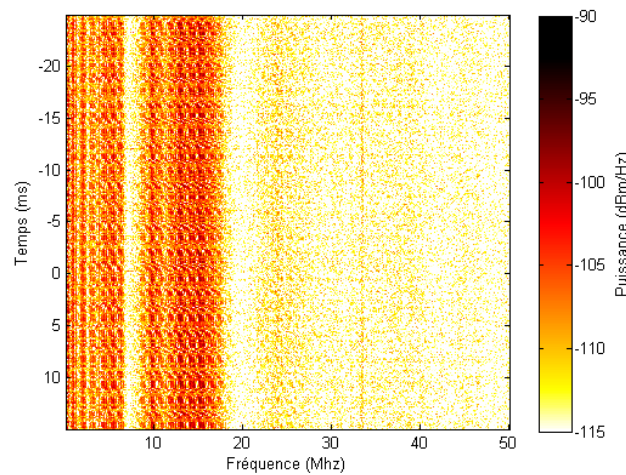


Figure 2.23 : Spectrogramme d'un bruit impulsif périodique asynchrone au niveau du récepteur.

Ce type de bruit peut dépasser le bruit de fond de plus de 20 dB ce qui limite considérablement les performances des systèmes CPL.

Compte tenu de la durée et du court temps entre les impulsions (quelques dizaines de  $\mu s$ ), ce bruit est généralement vu comme un bruit stationnaire par les systèmes de transmission.

Nous détaillerons dans le chapitre 3 (partie 3.3) certaines propriétés de ces perturbations et nous détaillerons certaines perspectives de traitement possibles.

### 2.2.5 Étude des phénomènes apériodiques

Les perturbations apériodiques sont très connues du monde des télécommunications. De nombreuses études comme [54] et [22] se sont par exemple concentrées sur l'étude des bruits impulsifs. Le caractère imprévisible de ces bruits et leur forte énergie rend ce type de perturbations particulièrement nuisibles pour les systèmes de télécommunications.

Mais ces phénomènes apériodiques ne se limitent pas au bruit impulsif : nous avons en effet vu qu'une bonne partie des perturbations stationnaires trouvent leur origine dans le fonctionnement d'appareils électriques : on va alors assister

à des variations significatives du niveau du bruit stationnaire lors du branchement ou du débranchement de différents appareils (phénomène apériodique).

### **2.2.5.1 Bruit impulsif apériodique**

Le bruit impulsif apériodique peut trouver son origine dans plusieurs sources : lors de son branchement ou pendant son fonctionnement, un appareil électrique peut créer une impulsion électromagnétique sur le réseau électrique (par exemple étincelles lors du branchement d'un appareil sur une prise). Il est aussi possible qu'une décharge électromagnétique extérieure, telle qu'un orage, se couple sur le réseau électrique. Dans les deux cas, la perturbation est conduite le long du réseau électrique, jusqu'au boîtier *CPL* de l'utilisateur.

Les origines de ces perturbations sont nombreuses et souvent inconnues mais il est possible de dresser quelques statistiques sur ces phénomènes : en plus des données que nous avons pu collecter dans la littérature (cf. partie 1.3.2.2), nous allons présenter quelques statistiques sur les perturbations impulsives apériodiques basées sur les mesures que nous avons effectuées.

Il faut noter que ces mesures sont basées sur un niveau de déclenchement réglé sur l'oscilloscope, et qu'il ne sera pas conséquent impossible de détecter les impulsions inférieures à ce seuil.

#### **2.2.5.1.1 Caractéristiques temporelles du bruit impulsif apériodique**

##### **Forme du signal**

Lorsque l'on observe l'allure temporelle des bruits impulsifs apériodiques, on constate souvent, comme cela est fait dans [11], que ceux-ci sont composés d'une ou plusieurs impulsions dont l'allure ressemble à une sinusoïde pseudo-amortie. L'allure temporelle de ces impulsions est très similaire aux impulsions périodiques asynchrones que nous avons présentées dans la partie 2.2.4.3 (mais avec une amplitude plus importante).

## 2.2 Bruits électromagnétiques sur le réseau électrique

Les divers enregistrements de bruits impulsifs apériodiques nous montrent que le bruit impulsif est généralement constitué d'une impulsion (impulsion isolée) ou d'une série d'impulsions (rafales).

Comme pour le bruit impulsif périodique asynchrone, la forme des impulsions au niveau de la réception est principalement due au canal de transmission entre le perturbateur et le récepteur (cf. partie 2.2.4.3).

### Amplitude du signal

L'histogramme de la Figure 2.24 présente la densité de probabilité en fonction de l'amplitude maximale de chaque bruit enregistré.

L'amplitude est donnée en valeur absolue (et non pas en valeur crête-crête).

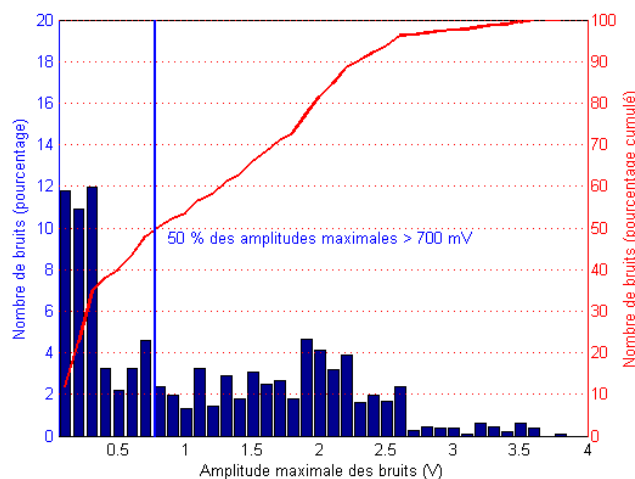


Figure 2.24 : Amplitude des impulsions (densité de probabilité)

On constate sur ce graphique qu'une l'amplitude maximale des différentes impulsions mesurées sur ligne d'énergie est supérieur à 700 mV dans plus de la moitié des cas.

Cette valeur doit néanmoins être modérée puisque le système de mesure nous empêche de détecter les impulsions qui sont en-dessous du seuil de déclenchement de l'oscilloscope.

Bien que l'impédance des coupleurs utilisés sur ces mesures soient différents des valeurs utilisées par les modems, il est important de noter que cette amplitude

est du même ordre de grandeur que celle du signal utile reçu par un modem *HomePlug* (cf. partie 1.4.4). Par conséquent, on peut supposer raisonnablement qu'une grande partie des bruits impulsifs seront écrêtés au niveau du récepteur (saturation du *Convertisseur Analogique/Numérique*), ce qui risque d'amplifier l'impact de la perturbation. En effet, un signal écrêté n'est pas exploitable, même en mettant en place des algorithmes d'annulation du bruit impulsif.

### 2.2.5.1.2 Fréquence d'apparition du bruit impulsif apériodique

L'interarrivée entre 2 impulsions est estimée d'après les paramètres d'acquisitions données dans le tableau 2.1.

Cependant, étant donné qu'un enregistrement dure *10 ms*, si plusieurs impulsions se produisent durant ces *10 ms*, elles ne seront pas distinguées.

Dans l'annexe II, qui présente le fonctionnement de l'oscilloscope numérique, nous montrons que l'acquisition d'un signal est impossible avant que la mémoire du buffer ne soit vidée (période aveugle). Au final, l'interarrivée des bruits ne pourra pas être connue si elle est inférieure à environ *280 ms* (d'après une estimation de la période aveugle).

La figure 2.25 donne la densité de probabilité des interarrivées (ainsi que les valeurs cumulées) pour les différents sites qui ont été surveillés.

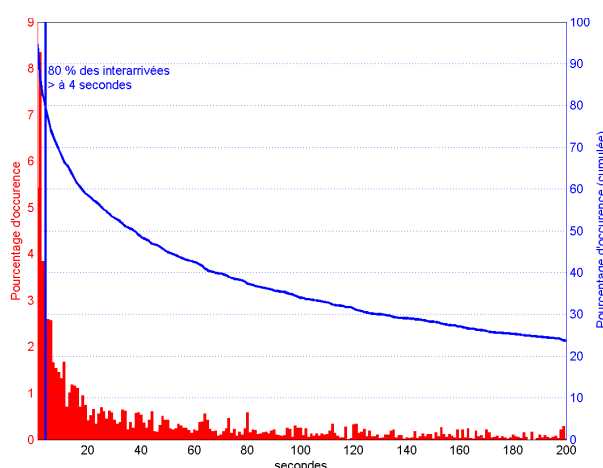


Figure 2.25 : Interarrivée entre 2 impulsions.

## 2.2 Bruits électromagnétiques sur le réseau électrique

Nous constatons qu'une très grande partie des interarrivées sont supérieures à 4 secondes. La fréquence d'apparition des impulsions est donc plutôt faible (en 4 secondes les systèmes actuels peuvent transmettre près de 1 milliard de bits). Cette forte interarrivée s'explique en grande partie par l'origine des phénomènes apériodiques : une bonne partie de ces phénomènes est due à une action manuelle d'un utilisateur (allumage d'une lampe par exemple) ou au déclenchement automatique d'un appareil (réfrigérateur se mettant en route). Dans les deux cas, l'échelle de temps est très grande comparée à la vitesse d'une transmission numérique.

### 2.2.5.1.3 Impact de la perturbation

L'impact des bruits impulsifs a été traité avec une approche système : l'acquisition a été découpée en symboles *OFDM*, et pour chaque symbole *OFDM*, une *FFT* permet de mesurer le niveau de bruit sur chaque porteuse.

Nous allons utiliser le terme de cellule pour définir l'unité qui correspond à une porteuse sur un symbole *OFDM* (cf. figure 2.26) :

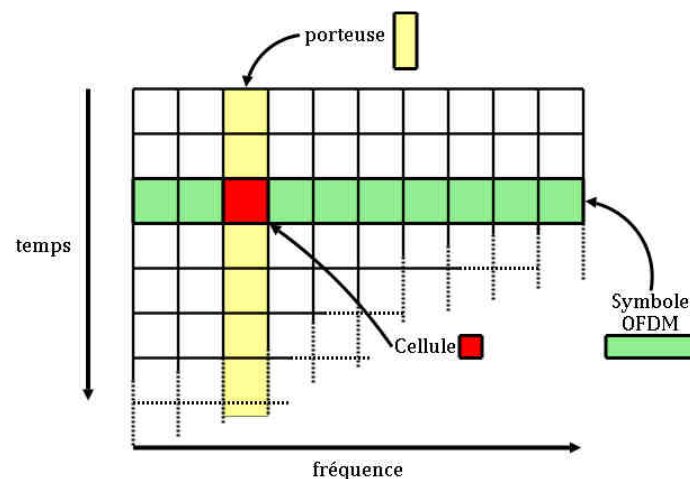


Figure 2.26 : Termes utilisés pour l'estimation de l'impact des perturbations.

Pour chaque porteuse, le niveau de bruit stationnaire est estimé à partir des enregistrements de bruits stationnaires effectués par le logiciel Mabis (cf. 2.2.2.3).

Pour chaque symbole *OFDM* de l'acquisition, une cellule est considérée comme erronée si elle dépasse de 6 dB le niveau de bruit stationnaire. Afin d'éviter que

des erreurs isolées ne perturbent nos calculs, les cellules erronées isolées sont éliminées : il doit obligatoirement y avoir une autre cellule erronée sur les symboles *OFDM* adjacents, ou sur les porteuses adjacentes, comme le montre la figure 2.27 :

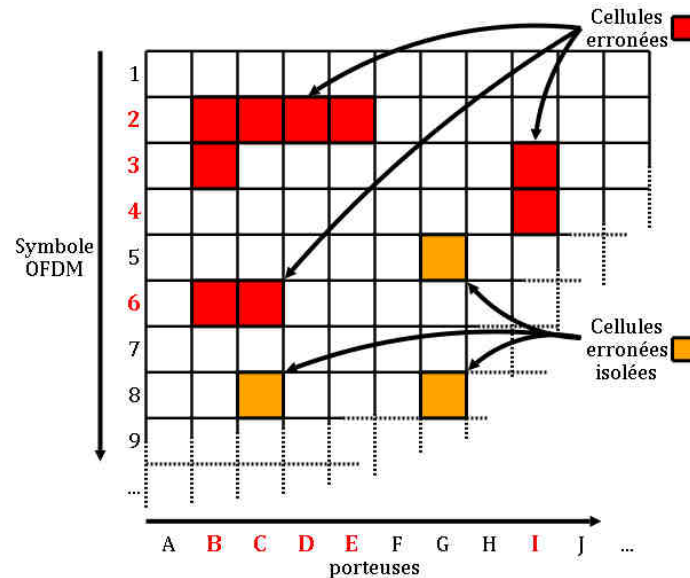


Figure 2.27 : Cellules erronées et cellules erronées isolées.

A partir de l'estimation des différentes cellules erronées, il va être possible de déterminer l'impact de la perturbation selon plusieurs axes complémentaires : le temps de la perturbation, les fréquences perturbées vont pouvoir être déduites des données sur les cellules erronées.

Pour cela, on va considérer qu'un symbole *OFDM* est perturbé si et seulement si au moins une cellule est erronée quelle que soit la porteuse : sur la figure 2.27 par exemple, les symboles *OFDM* n°2, 3, 4 et 6 sont considérés comme erronés.

De la même façon, une porteuse est considérée comme affectée par le bruit impulsif si et seulement si au moins une cellule est erronée quel que soit le symbole *OFDM*. Sur la figure 2.27 par exemple, les porteuses B, C, D, E et I sont donc considérées comme erronées.

Les différents paramètres que nous pouvons tirer de cette méthodologie sont les suivants :

- Durée totale de la perturbation.
- Nombre de symboles *OFDM* erronés.
- Durée de la perturbation pour chaque porteuse (i.e. fréquence).
- Nombre de symboles *OFDM* erronés pour chaque porteuse.
- Nombre de cellules erronées.

### Durée totale de la perturbation

La durée totale de la perturbation est définie entre le temps entre le premier symbole *OFDM* qui contient au moins une erreur et le dernier symbole *OFDM* qui contient une erreur, quelle que soit la porteuse affectée.

Sur la figure 2.27 par exemple, cette durée aurait été estimée à  $204,80 \mu s$  : le temps qui s'écoule entre le début du 2<sup>ème</sup> symbole *OFDM* (premier symbole affecté) et la fin du 6<sup>ème</sup> (dernier symbole affecté).

Cette durée admet une précision correspondant à la durée du symbole *OFDM* (soit  $40,96 \mu s$ ) et ne pourra pas dépasser  $10 ms$ , la durée de l'acquisition.

La figure 2.28 présente la densité de probabilité de durée des impulsions, c'est-à-dire la probabilité qu'une impulsion soit d'une durée déterminée :

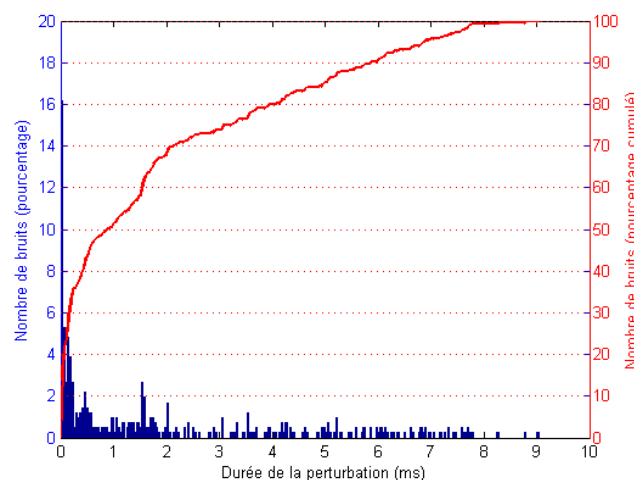


Figure 2.28 : Durée totale des bruits impulsifs apériodiques.

On constate, en prenant les valeurs cumulées de cette densité de probabilité, que plus de la moitié des impulsions sont d'une durée supérieure à  $700 \mu s$  (soit plus de 15 symboles *OFDM*).

### Nombre de symbole *OFDM* erronés

Nous avons vu sur notre exemple (figure 2.27) que 4 symboles pouvaient être considérés comme affectés (n°2, 3, 4 et 6). Cela correspond à une durée cumulée de  $163,84 \mu s$  (sans tenir compte de l'intervalle de garde).

En faisant ce calcul sur l'ensemble de nos enregistrements, on obtient les données présentées sur la Figure 2.29.

On constate sur figure que la moitié des enregistrements touchent moins de trois symboles *OFDM* et que 80 % affectent moins de 10 symboles *OFDM* (soit une durée cumulée de la perturbation d'environ  $410 \mu s$ ).

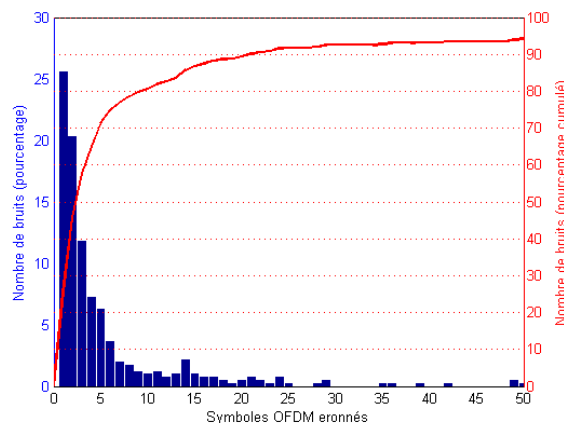


Figure 2.29 : Nombre de symboles erronés (densité de probabilité).

Cette analyse prouve que la plupart des enregistrements contiennent plusieurs bruits impulsifs très rapprochés dans le temps (interarrivée très faible entre les bruits). On observe par exemple ce type de phénomène lorsque l'on allume des tubes au néon (impulsions à chaque clignotement).



### Durée moyenne de la perturbation pour chaque porteuse

La durée de la perturbation pour chaque porteuse correspond au temps entre la première cellule erronée et la dernière cellule erronée pour une porteuse déterminée.

Ainsi, sur notre exemple, les porteuses B et C ont une durée de  $204,80 \mu s$  (5 symboles *OFDM*), D et E de  $40,96 \mu s$  (1 symbole) et la porteuse I de  $81,92 \mu s$  (2 symboles).

La figure 2.30 présente les mesures de durée moyenne de la perturbation pour chaque fréquence. On constate que la durée des impulsions est décroissante selon la fréquence, ce qui peut s'expliquer par 2 effets complémentaires :

- La *DSP* des impulsions au niveau du perturbateur décroît en fonction de la fréquence (cf. figure 2.20).
- La fonction de transfert du canal entre le perturbateur et le récepteur décroît généralement en fonction de la fréquence.

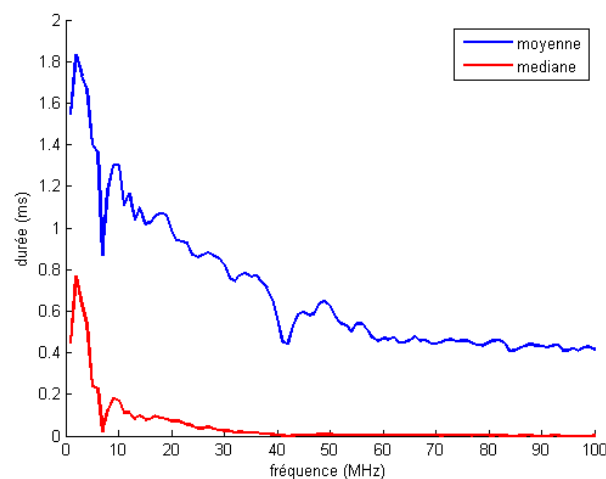


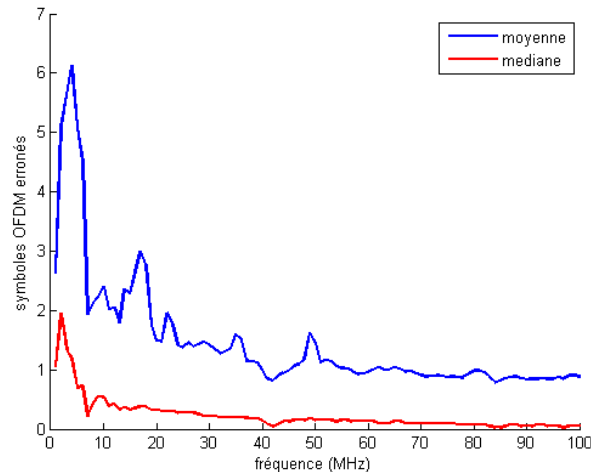
Figure 2.30 : Durée moyenne de la perturbation pour chaque porteuse.

### Nombre de symboles erronés pour chaque porteuse

Un autre indicateur de l'impact des perturbations en fonction de la fréquence est le nombre de symboles erronés pour chaque porteuse. Ce n'est plus la durée totale de la perturbation qui compte mais le nombre de symboles.

Sur notre exemple (figure 2.27), il y a 3 symboles erronés pour la porteuse B, 2 pour les porteuses C et I et 1 seule pour les porteuses D et E.

Au niveau du nombre de symboles erronés, on observe une courbe similaire, et on constate que les fréquences hautes sont moins susceptibles d'être affectées par le bruit impulsif.



*Figure 2.31 Nombre de symboles erronés pour chaque bande de fréquence.*

Cependant, si l'effet du bruit impulsif est plus faible pour les hautes fréquences, le niveau du signal transmis à ces fréquences est aussi plus faible, ce qui limite considérablement la capacité du canal (cf. partie 2.3).

Au vu de ces caractéristiques, on comprend l'intérêt de l'entrelacement décrit dans la partie 1.4.3.3.3. En effet, la présence de cet entrelaceur va permettre de disperser les erreurs sur les différentes porteuses ce qui évite la présence de paquets d'erreurs.

### **Nombre de cellules erronées**

Nous nous intéressons maintenant, pour chaque enregistrement, au nombre de cellules erronées (il y a 9 cellules erronées sur notre exemple).

La figure 2.32 présente la densité de probabilité de cellules erronées pour les différents enregistrements.

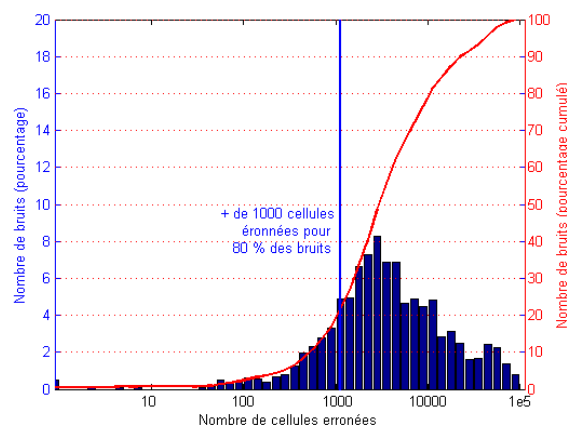


Figure 2.32 : Nombre de cellules erronées par enregistrement (densité de probabilité).

On constate que plus de 80 % des bruits ont plus de 1000 cellules erronées en considérant la bande allant jusqu'à 100 MHz (plus de 700 si on considère la bande *HomePlug AV*).

Cette valeur ne signifie pas que 700 des 917 symboles *OFDM* sont erronés puisque ces erreurs peuvent se répartir dans le temps (300 erreurs sur le premier symbole, 200 sur le suivant etc.).

En revanche, cette approche montre qu'une très grande partie des bruits impulsifs apériodiques que nous avons enregistrés risquent d'avoir un impact considérable sur la transmission du signal (pour mémoire, dans la spécification *HomePlug AV*, il peut y avoir jusqu'à 10 bits/cellule).

### 2.2.5.1.4 Conclusions sur le bruit impulsif apériodique

En conclusion, nous allons rappeler les différentes caractéristiques que nous avons observées sur le bruit impulsif apériodique :

- Amplitude très forte qui risque de saturer le récepteur.
- Un bruit total long (quelques ms) mais qui est en fait une succession de bruits beaucoup plus courts (assez peu de symboles *OFDM* affectés).
- Grand nombre de cellules affectées pour chaque enregistrement (majoritairement à basses fréquences).
- Interrarivées entre chaque enregistrement plutôt long (plusieurs secondes dans une majorité des cas).

Pour lutter contre le bruit impulsif, il serait possible de faire comme en ADSL : un fort entrelacement en temps couplé à un code correcteur adapté aux perturbations impulsives (ce qui n'est pas le cas du turbo-code).

L'utilisation d'un entrelaceur présente néanmoins l'inconvénient d'augmenter la complexité du modulateur et du démodulateur et entraîne un important délai de transmission.

Au vu de l'interarrivée entre deux enregistrements, il peut paraître plus judicieux (comme cela est fait pour *HomePlug AV*) de ne pas traiter le bruit impulsif apériodique par des algorithmes de codage de canal, mais en utilisant des systèmes d'acquiescement et de retransmission des données erronées : un système plus fiable puisque même les bruits très importants peuvent être corrigés, et qui offre moins de latence en l'absence de bruits impulsifs.

#### **2.2.5.1.5 Étude du bruit impulsif sur différentes prises électriques**

Le dispositif de mesure décrit dans la partie 2.2.2.2 nous permet de surveiller deux prises simultanément. On suppose dans cette partie que la prise où est effectuée le déclenchement symbolise le récepteur (affecté par le bruit impulsif apériodique) et que la seconde prise symbolise l'émetteur. Le trigger est donc réglé uniquement au niveau de la prise 1, mais déclenche une acquisition simultanée pour les prises 1 et 2.

Une analyse des enregistrements sur les deux prises simultanément montre une forte corrélation entre les perturbations mesurées. Cette corrélation se traduit par des cellules erronées à la réception et par un bruit au niveau de l'émission.

En appliquant le même algorithme à l'émission qu'à la réception (calcul du bruit stationnaire et 6 dB de marge pour estimer qu'une cellule est perturbée), on peut en déduire le nombre de cellules perturbées à l'émission. Une cellule perturbée à l'émission a donc la même définition qu'une cellule erronée à la réception.

La figure 2.33 présente la densité de probabilité, pour l'ensemble des enregistrements, entre le nombre de cellules erronées à la réception (prise 1, en abscisse) et le nombre de cellules perturbées au niveau de l'émetteur (prise 2, en ordonnée).

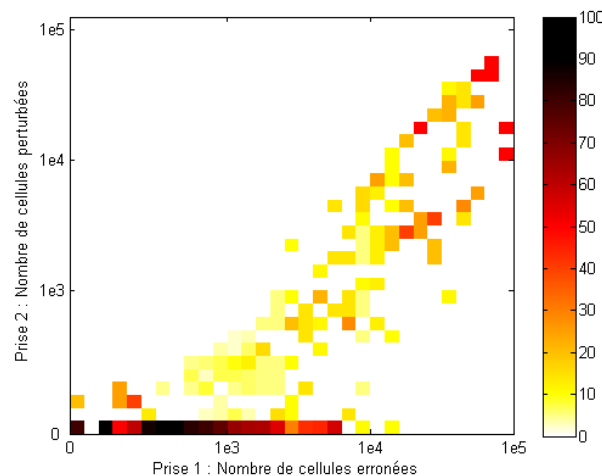


Figure 2.33 : DSP entre cellules perturbées à l'émission (P2) et erreurs à la réception (P1).

On constate sur cette figure que les bruits impulsifs qui affectent un grand nombre de cellules à la réception perturbent aussi l'émission. Par exemple, en prenant les bruits qui créent plus de 10000 erreurs à la réception, on constate sur la figure qu'environ 90% de ces bruits ont généré plus de 1000 cellules perturbées à l'émission.

Une étude statistique sur les bruits qui affectent plus de 1000 cellules à la réception a montré que 70 % de ces bruits étaient détectables au niveau de l'émission (pour rappel, 80 % des enregistrements dont nous disposons affectent plus de 1000 cellules (cf. partie 2.2.5.1.3)).

Cette caractéristique est particulièrement intéressante et va nous permettre d'établir des techniques de retransmission sans requête, qui seront détaillées dans le chapitre 3 (partie 3.4).

### 2.2.5.2 Variation apériodique du bruit stationnaire

Nous avons vu que l'allumage d'un appareil ou le déclenchement de celui-ci pouvait créer de fortes impulsions. Mais il est aussi possible que ce déclenchement s'accompagne d'une variation du bruit stationnaire, notamment du bruit impulsif périodique asynchrone que nous avons détaillé en partie 2.2.4.3.

Par exemple, la mise sous tension d'un dispositif utilisant un hacheur (cf. annexe VII) va provoquer l'apparition d'un bruit impulsif périodique asynchrone, ce qui

sera vu comme une variation du bruit stationnaire par le système CPL. La figure 2.34 présente la variation d'un bruit stationnaire lors du branchement d'un appareil domestique.

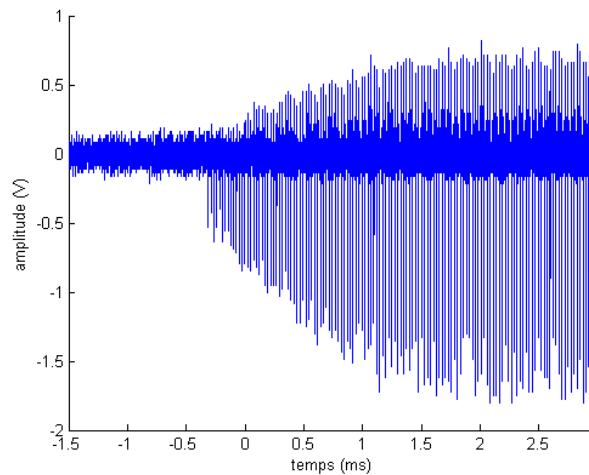


Figure 2.34 : Variation apériodique du niveau de bruit stationnaire.

Ce type de phénomène peut être aussi visualisé à l'aide d'un spectrogramme tel que celui présenté figure 2.35.

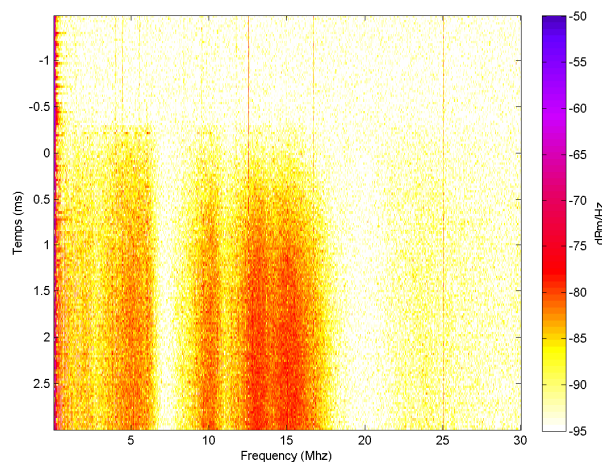


Figure 2.35 : Variation apériodique du niveau de bruit stationnaire : Spectrogramme.

Ce type de phénomène est relativement fréquent sur ligne d'énergie. Près d'un bruit impulsif apériodique sur 20 est accompagné d'une modification significative du niveau de *DSP* du bruit de fond.

## 2.2 Bruits électromagnétiques sur le réseau électrique

---

Ce paramètre devra être pris en compte par les modems *CPL* : le bruit stationnaire devra être estimé régulièrement et rapidement afin que cela soit imperceptible pour l'utilisateur. On peut noter que ce type d'approche n'est pas évident à priori : en *ADSL* par exemple, l'estimation est faite une seule fois au moment de la synchronisation. Dans le cas d'une augmentation du bruit stationnaire, on constate une désynchronisation du modem et plusieurs dizaines de secondes sont nécessaires avant une resynchronisation. Fort heureusement, le réseau téléphonique n'est pas soumis aussi fréquemment à de telles variations du bruit stationnaire.

### 2.2.5.3 Variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones

Nous allons voir dans la partie 2.2.6 que certains appareils peuvent créer des perturbations périodiques synchrones avec la tension du secteur.

Évidemment, lors du branchement d'un tel appareil, les différents effets se conjuguent et on observe une apparition apériodique d'une perturbation périodique synchrone. La figure 2.36 montre un spectrogramme que l'on obtient lors du branchement d'une lampe basse consommation sur le réseau électrique.

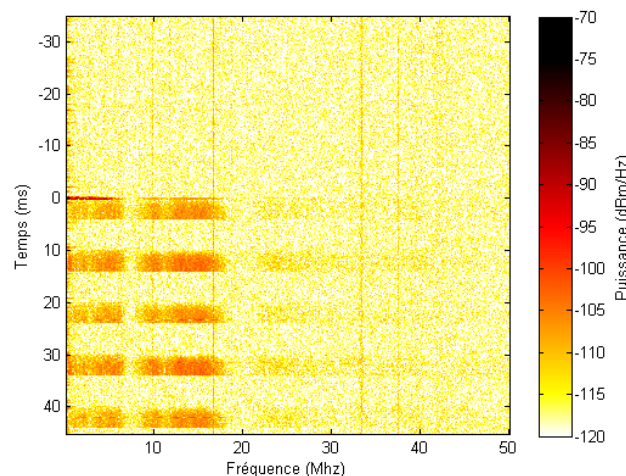


Figure 2.36 : Apparition de bruit impulsif périodique synchrone (spectrogramme).

On distingue d'ailleurs la présence d'un bruit impulsif apériodique avant l'apparition du bruit impulsif périodique synchrone.

### 2.2.6 Étude des phénomènes périodiques synchrones.

Nous avons vu dans la partie 1.3 que la tension du secteur était une tension alternative dont la fréquence était de 50 ou 60 Hz selon le pays. Certains appareils sont synchronisés sur cette fréquence et risquent de produire des perturbations de façon synchrone avec la tension du secteur.

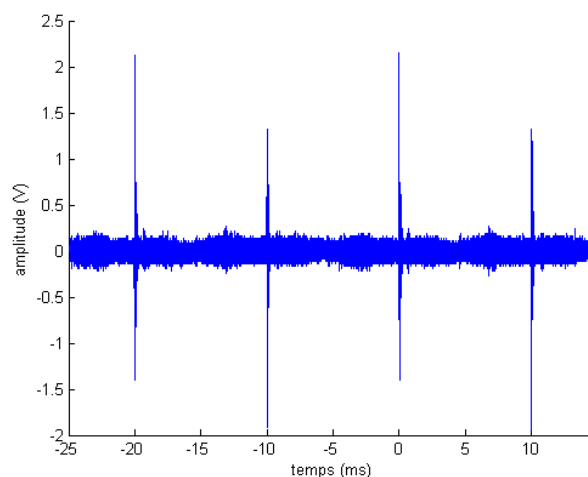
Nous allons donc analyser ces perturbations avec notre analyse temps fréquence et montrer l'effet que de telles perturbations peuvent avoir sur les systèmes de communication.

#### 2.2.6.1 Bruit impulsif synchrone

Le bruit périodique synchrone est constitué d'une impulsion ou d'une brève série d'impulsions qui se produisent périodiquement et de façon synchrone avec le 50 Hz.

Divers dispositifs peuvent engendrer ce type de perturbations, c'est notamment le cas des dispositifs utilisant des redresseurs de tension. L'annexe VIII présente l'architecture d'un redresseur qui utilise un pont de Graëtz et montre une origine possible de ce phénomène.

La figure 2.37 présente un exemple de bruit impulsif périodique synchrone, que nous avons mesuré sur une installation électrique domestique.



*Figure 2.37 : Bruit impulsif périodique synchrone.*



La durée de ces perturbations est très faible et présente les caractéristiques d'un bruit impulsif apériodique de forte amplitude et qui se répète toutes les 10 ou 20 ms.

### 2.2.6.2 Variation périodique synchrone du bruit stationnaire

On a vu précédemment que le hacheur (qui peut être l'un des responsables du bruit impulsif périodique asynchrone - bruit stationnaire) est un dispositif de conversion de tension continu/continu. Il est par conséquent fréquent que ce dispositif soit utilisé conjointement avec un redresseur de type pont de Graëtz.

En effet, lorsque les diodes du pont de Graëtz (cf. annexe VIII) sont bloquées, le hacheur est physiquement isolé du réseau électrique. En revanche, lorsque ces diodes deviennent passantes, le bruit impulsif périodique asynchrone (bruit stationnaire) émis par le hacheur est conduit sur le câble électrique et risque de perturber la réception du signal.

Une telle combinaison de phénomènes va engendrer des variations du bruit stationnaire périodiquement avec le 50 Hz : on parle de variation périodique synchrone du bruit stationnaire.

La figure 2.38 présente un exemple de variation périodique synchrone (50 Hz) d'un bruit impulsif périodique asynchrone (d'une fréquence d'environ 40 kHz).

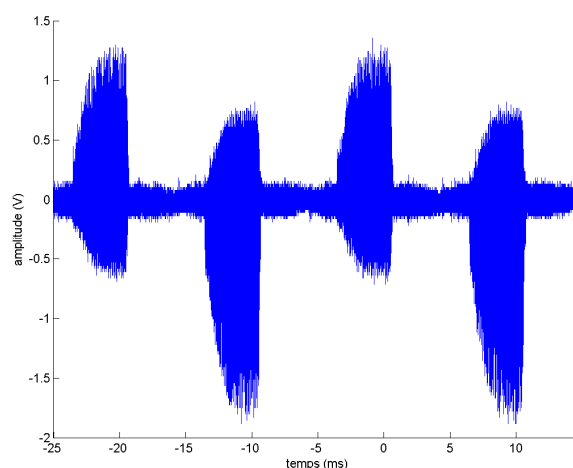
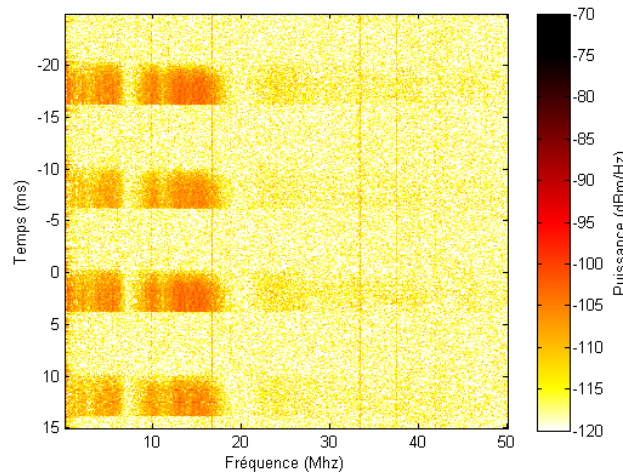


Figure 2.38 : Variation périodique synchrone du bruit stationnaire.

Encore une fois, il est possible de bien visualiser ce phénomène à l'aide d'un spectrogramme. La figure 2.39 présente la visualisation spectrographique associée à ce bruit.



*Figure 2.39 : Variation périodique synchrone du bruit stationnaire : Spectrogramme.*

### **2.2.6.3 Statistiques sur les phénomènes périodiques synchrones**

Une étude statistique sur les 13 sites a montré que près d'un tiers des installations électriques présentaient des phénomènes de perturbations périodiques synchrones. Sur certains sites, des variations du bruit stationnaire de plus de  $20\text{ dB}$  ont pu être observées.

Dans la plupart des cas, ces phénomènes étaient dus à la présence soit de lampes basse consommation, soit d'alimentation à découpage.

Ce constat sera mis en parallèle avec les variations périodiques synchrones de la fonction de transfert, qui seront détaillées dans la section partie 2.3.6.

## **2.3 Fonction de transfert du canal électrique**

Une bonne connaissance des phénomènes que subit la réponse en fréquence d'un canal électrique est indispensable pour analyser les capacités d'un réseau électrique et améliorer les performances des systèmes.

Nous avons vu dans le chapitre 1 que les caractérisations des réseaux électriques présentées dans la littérature ne prenaient pas en compte les variations dans le temps de la fonction de transfert.

Nous avons donc mis en place un dispositif de mesure complet permettant d'observer les variations en temps et en fréquence du réseau électrique, comme cela vient d'être fait pour les perturbations électromagnétiques.

Ce dispositif de mesure sera particulièrement adapté à l'étude des différents phénomènes temporels qui sont susceptibles d'affecter le réseau électrique.

Nous avons vu dans la partir 1.3.3 que la fonction de transfert du réseau électrique était déterminé par la topologie du réseau et les charges qui y sont connectées. Nous allons donc étudier l'effet des variations de ces paramètres dans le temps en nous basant sur les phénomènes que nous avons observés :

- Phénomènes permanents.
- Phénomènes apériodiques.
- Phénomènes périodiques synchrones.

### Phénomènes permanents :

Pour mémoire, les phénomènes permanents correspondent à des phénomènes dont la présence est établie depuis le branchement du modem jusqu'à sa déconnexion. La figure 2.40 présente un exemple de réseau électrique, dont la topologie et les charges connectées influent sur la transmission du signal.

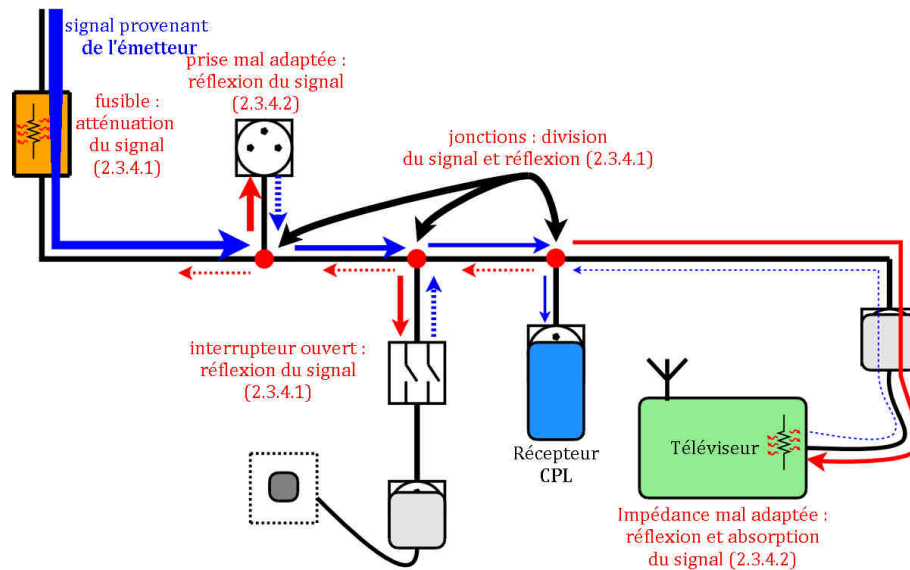


Figure 2.40: Exemple de phénomènes permanents.

Encore une fois, il est évidemment nécessaire que ces dispositifs restent en fonctionnement pendant une durée assez longue afin de considérer ces phénomènes comme permanents.

### Phénomènes apériodiques :

La figure 2.41 présente quelques exemples de modifications apériodiques de la topologie ou des charges qui sont susceptibles de modifier la fonction de transfert.

En effet, si on allume l'interrupteur de la lampe, on va provoquer une modification de la topologie du réseau électrique (une nouvelle branche apparaît), et l'extinction du téléviseur va modifier profondément la charge qui est connectée sur le réseau électrique.

### 2.3 Fonction de transfert du canal électrique

Ces variations des charges et de la topologie risquent de modifier profondément les différentes réflexions et atténuations que peut subir le signal. C'est ce qui risque de provoquer de fortes variations de la fonction de transfert.

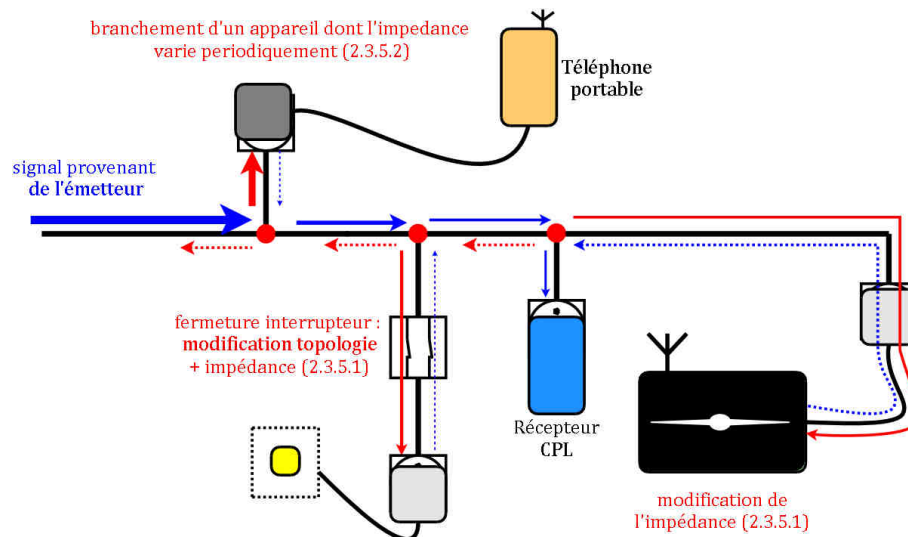


Figure 2.41 : Exemple de phénomènes apériodiques.

Il est également possible de brancher sur le réseau électrique un téléphone portable dont l'impédance peut varier de façon périodique avec la tension du secteur (cf. section suivante). On assiste alors à une variation apériodique (au moment du branchement) des phénomènes périodiques synchrones.

#### Phénomènes périodiques synchrones :

Comme pour les perturbations électromagnétiques, certains produits ont une impédance qui varie de façon périodique avec la tension du secteur ( $50\text{ Hz}$  en Europe,  $60\text{ Hz}$  aux états unis) ou à un multiple de cette fréquence (généralement  $100\text{ Hz}$  en Europe).

Ces variations d'impédance vont modifier de façon périodique la fonction de transfert, ce qui va jouer un rôle important dans l'estimation du canal, de l'allocation binaire etc. Une étude de ces phénomènes sera détaillée dans la partie 2.3.6.

### **Classification :**

Tout comme la classification des perturbations électromagnétiques à partir des 3 phénomènes temporels, nous avons procédé à une classification des différents phénomènes pouvant intervenir dans l'évolution de la fonction de transfert :

- Phénomènes permanents
  - Topologie du réseau électrique (2.3.4.1).
  - Charges connectées au réseau électrique (2.3.4.2).
- Phénomènes apériodiques
  - Variation de la topologie du réseau (2.3.5.1).
  - Variation de l'impédance des charges (2.3.5.1).
  - Variation apériodique des phénomènes périodiques sync. (2.3.5.2).
- Phénomènes périodiques synchrones à la tension secteur
  - Variation périodique sync. de l'impédance des charges (2.3.6.1).

Ce lien étroit entre la classification des perturbations électromagnétiques et la classification des variations de la fonction de transfert va être particulièrement détaillé dans la partie 2.4 où nous étudierons les variations simultanées de la fonction de transfert avec l'apparition de phénomènes électromagnétiques.

## **2.3.2 Méthodologie de mesure**

Dans nos campagnes de mesure, nous nous sommes systématiquement placés sur un lien électrique qui serait susceptible d'être utilisé pour une liaison *CPL* (entre séjour et chambre par exemple).

### **2.3.2.1 Système de couplage**

Puisqu'il faut injecter un signal au niveau de l'une des prises, les coupleurs passifs que nous avons présentés dans la partie 2.3.2.1 (coupleurs C figure 2.4) sont systématiquement utilisés sur les deux prises.

Encore une fois, l'impédance de ces coupleurs ( $50\ \Omega$ ) n'est pas représentative des valeurs utilisées par les modems (que ce soit en émission ou en réception). Il serait donc intéressant, si des mesures devaient être refaites, d'utiliser des coupleurs dont l'impédance est plus proche des systèmes commercialisés.

### 2.3.2.2 Principe de mesure

Nous avons décrit dans l'annexe IV le fonctionnement de l'analyseur de réseau et nous avons vu dans le chapitre 1 que son principe de fonctionnement par balayage était inadapté à l'étude des variations en temps de la fonction de transfert. Il a donc été nécessaire d'imaginer un système capable d'analyser la fonction de transfert, à la fois en temps et en fréquence.

Pour estimer une fonction de transfert (qui caractérise l'atténuation et le déphasage d'un réseau), il est nécessaire d'émettre un signal en un point du réseau électrique et de le recevoir en un autre point.

Afin de connaître, en temps réel, le comportement en fréquence du canal, il est nécessaire de générer un signal large bande au niveau de l'émission : c'est à ce niveau que notre dispositif diffère de l'analyseur de réseau (qui se contente d'envoyer une sinusoïde dont la fréquence varie par balayage). Nous avons donc choisi de générer un signal blanc, c'est-à-dire dont la puissance est équitablement répartie entre les porteuses.

La mesure du signal reçu avec un oscilloscope va permettre de mesurer le signal reçu, qui correspond à l'effet du canal électrique sur le signal blanc. Il va donc être possible de déterminer l'atténuation et le déphasage pour chaque fréquence (à l'aide notamment de *FFT*) à partir de la différence entre le signal reçu et le signal blanc émis.

En adoptant le même type de traitement que pour les perturbations électromagnétiques (à base de transformées de Fourier sur des fragments temporels), nous allons pouvoir caractériser l'évolution en temps et en fréquence de la fonction de transfert du réseau électrique.

Plusieurs signaux peuvent alors être émis :

- Utilisation d'un générateur de bruit blanc.
- Émission d'une suite d'impulsions (diracs).
- Génération d'un signal blanc issu de transformées de Fourier.

L'utilisation d'un générateur de bruit constitue la solution la plus intuitive : il suffit de mesurer le signal émis sur un des ports de l'oscilloscope et de mesurer le signal reçu sur un autre port et d'analyser la différence entre les deux pour déterminer la réponse en fréquence du canal. Malheureusement, le signal émis n'est pas maîtrisé avec cette approche, et il est possible que le niveau de bruit sur certaines porteuses varie selon le fragment temporel analysé (le concept de bruit blanc ne peut être valable que pour un signal d'une durée infinie : plus la durée d'observation diminue, plus la puissance du bruit va varier en fréquence et en temps). Si la puissance émise sur une porteuse devient trop faible, le niveau du signal reçu risque d'être masqué par le bruit de la ligne et des résultats incohérents pourraient apparaître (mesures bruitées). Cela est particulièrement problématique puisque l'on cherche à déterminer les variations temporelles de la fonction de transfert.

L'émission d'une suite d'impulsions serait aussi envisageable (on détermine alors la réponse impulsionnelle du canal), mais cette technique est sous-optimale car pour avoir une énergie suffisante, l'amplitude de l'impulsion devra être très élevée (une impulsion est le signal dont le *PAPR* - cf. annexe V – est le plus élevé).

La technique que nous avons adoptée consiste à créer, à l'aide d'une transformée de Fourier inverse (*IFFT*), un signal dont l'amplitude est identique sous chaque sous-porteuse et dont la durée correspond à la durée d'un fragment temporel. Ce signal est généré en boucle, avec l'aide d'un générateur de signaux arbitraires (*AWG : Arbitrary Waveform Generator*). Au niveau de la réception, le signal reçu est donc systématiquement le même sur chaque sous-porteuse quel que soit le fragment temporel.

La phase du signal sur chaque sous-porteuse est choisie pour minimiser l'amplitude temporelle du signal, c'est-à-dire pour minimiser le *PAPR*. On constate d'ailleurs qu'avec une phase nulle sur toutes les sous-porteuses, le signal temporel se résume à une impulsion (dirac). La deuxième technique que nous avons présentée est donc une variante sous-optimale de la troisième.



### 2.3.2.3 Dispositif de mesure

Un générateur de signaux arbitraires effectue l'opération symétrique d'un oscilloscope : à partir de données numériques échantillonnées à une fréquence  $f_{ech}$ , un AWG génère un signal analogique à l'aide d'un *Convertisseur Numérique/Analogique* (CNA ou DAC : *Digital to Analog Converter*). Les caractéristiques d'un générateur de signaux arbitraires sont similaires à celles d'un oscilloscope : le CNA a une certaine résolution (R) et une plage de fonctionnement [ $V_{MIN}$   $V_{MAX}$ ].

Pour nos mesures, le générateur de signaux utilisé est un *Tektronik AWG 520*, dont la résolution est de 10 bits avec une amplitude maximale est de  $\pm 2V$  (d'où l'intérêt de minimiser le *PAPR* pour augmenter la puissance d'émission).

La réception du signal est effectuée par un oscilloscope *LeCroy WaveRunner 64Xi-VL* décrit dans la partie 2.2.2.2. Compte tenu du niveau du signal émis, du bruit réel sur la ligne électrique et de l'atténuation du réseau électrique, un amplificateur large bande peut être utilisé pour augmenter le niveau du signal à la réception.

Afin de connaître le déphasage réel entre le signal émis par l'AWG et le signal reçu au niveau de l'oscilloscope, le signal émis est enregistré sur une autre voie de l'oscilloscope. De plus, l'AWG et l'oscilloscope sont synchronisés sur une même horloge afin d'éviter un glissement du déphasage au cours de la mesure.

Pour corriger l'atténuation et le déphasage introduit par le dispositif de mesure (câblage + coupleurs), une première mesure de calibration est effectuée avec les coupleurs reliés l'un à l'autre. Ceci permet de plus de corriger le bruit de quantification de l'AWG (qui est cependant négligeable par rapport à celui de l'oscilloscope).

La figure 2.42 présente le dispositif de mesure complet.

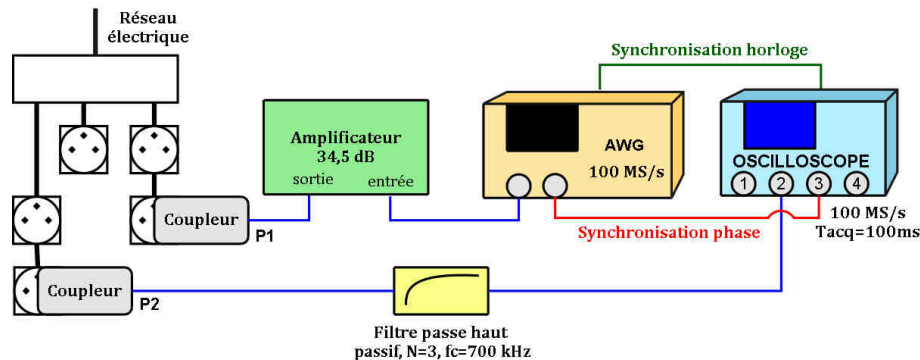


Figure 2.42 : Dispositif de mesure de la fonction de transfert en temporel.

Le tableau 2.3 décrit les paramètres du signal généré par l'AWG. Ce signal d'une durée de  $40,96 \mu s$  est émis en boucle (il n'est pas conséquent pas nécessaire de mettre en place de fenêtrage ou d'intervalle de garde, cf. 1.4.3.2.4 et 1.4.3.2.6).

Tableau 2.3 : Paramètres utilisés pour le traitement spectrographique de la fonction de transfert.

Paramètre	Valeur
Fréquence d'échantillonnage	100 MHz
Temps symbole OFDM	$40,96 \mu s$
Taille FFT	4096 points
Niveau du signal	Identique sur chaque porteuse
Phase du signal	Minimisant le PAPR
Amplitude max du signal	$\pm 2 V$

## 2.3.3 Traitement des mesures

L'ensemble des fonctions de transfert qui sont présentées dans ce chapitre correspondent à un réseau de test sur lequel nous avons branché divers dispositifs électriques.

### 2.3.3.1 Visualisation spectrographique

Encore une fois, nous avons adopté une visualisation spectrographique pour la visualisation de la fonction de transfert. Évidemment, le signal reçu par l'oscilloscope est décomposé en symboles OFDM de durée égale au signal qui est émis en boucle par l'AWG. On peut donc estimer, pour chacun des symboles, le déphasage et l'atténuation du réseau électrique.

### 2.3 Fonction de transfert du canal électrique

Chaque symbole *OFDM* compose alors une ligne d'un spectrogramme, ce qui va permettre de visualiser l'évolution temporelle de l'amplitude et de la phase de la fonction de transfert.

La figure 2.43 présente un spectrogramme d'une fonction de transfert en phase et en amplitude. On peut constater très clairement une évolution de celle-ci au cours de l'évolution du 50 Hz.

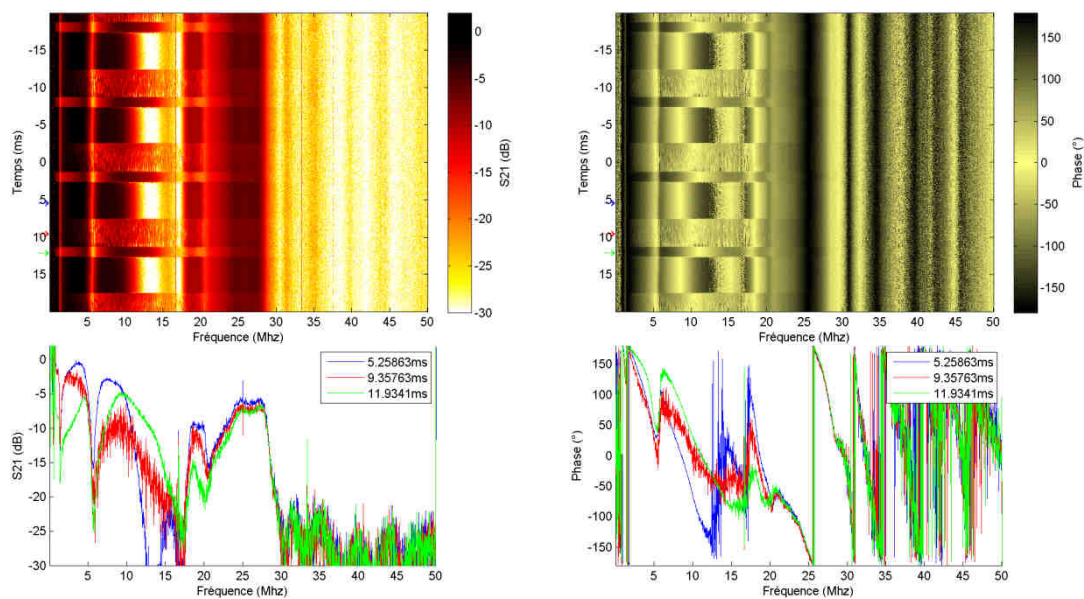


Figure 2.43 : Spectrogramme d'une fonction de transfert en amplitude et en phase.

Le tableau 2.4 présente les paramètres utilisés pour la visualisation temps/fréquence de la fonction de transfert. Ces paramètres sont évidemment choisis adaptés au signal émis par l'AWG (cf. paragraphe précédent).

Tableau 2.4 : Paramètres utilisés pour le traitement spectrographique de la fonction de transfert.

Paramètre	Valeur
Fréquence d'échantillonnage	100 MHz
Durée de l'acquisition	100 ms
Temps symbole OFDM	40,96 $\mu$ s
Nombre de symbole OFDM	2441
Taille FFT	4096 points
Bande de fréquence	0-50 MHz
Pas fréquentiel	24,4141 kHz

On peut noter que ce système ne nous permet d'étudier le canal *CPL* que dans la bande (0-50 MHz), moins que pour l'étude des perturbations électromagnétiques (nous avons pu étudier une bande allant de 0 à 125 MHz).

Nous avons dû limiter cette bande de fréquence en raison de problèmes de synchronisation entre l'AWG et l'oscilloscope pour une fréquence d'échantillonnage supérieure à 100 MHz.

### **2.3.4 Étude des phénomènes permanents**

Nous ne reviendrons pas sur la caractérisation de la fonction de transfert du réseau électrique qui a été longuement détaillée dans le chapitre 1. Ces études étaient basées sur l'hypothèse d'un canal invariant dans le temps (le dispositif de mesure utilisé étant inadapté à l'observation de phénomènes temporels).

#### **2.3.4.1 Topologie du réseau électrique**

La topologie du réseau électrique est déterminante sur la réponse impulsionnelle du canal. En effet, l'ensemble des branchements, dispositifs de protections, câblages etc. vont avoir un effet direct sur la propagation du signal électrique, qui va être atténué, divisé, se refléter etc.

L'architecture globale du réseau électrique n'est de plus pas susceptible d'être modifiée en cours du fonctionnement des systèmes de communications puisqu'il n'est pas possible d'intervenir sur le réseau électrique lors de son fonctionnement.

La seule exception concerne les interrupteurs, notamment des circuits d'éclairage, car la commutation de ceux-ci est susceptible de provoquer de sensibles modifications de la topologie (cf. phénomènes apériodiques 2.3.5.1).

#### **2.3.4.2 Charges connectées au réseau électrique**

Les appareils connectés au réseau électrique présentent une impédance qui va être déterminante dans la fonction de transfert : le signal va être soit absorbé par ces impédances, soit être réfléchi sur le réseau.

Évidemment, l'impédance des charges connectées au réseau électrique varie selon la fréquence et l'impact de ces charges sur la fonction de transfert va donc être sensiblement différent selon la fréquence.

## 2.3 Fonction de transfert du canal électrique

En plus de variations apériodiques de la fonction de transfert qui vont se produire lorsque l'on branche ou débranche un appareil sur le réseau électrique (cf. 2.3.5), nous allons voir dans la partie 2.3.6 que certains appareils électriques peuvent avoir une impédance qui varie de façon synchrone avec la tension secteur.

### 2.3.5 Étude des phénomènes apériodiques

Puisque la fonction de transfert du canal électrique est liée à la topologie du réseau électrique et aux charges qui sont connectées sur celui-ci, la modification de cette topologie (par exemple lors de la manipulation d'un interrupteur) et des charges connectées risque de modifier la fonction du transfert du canal électrique.

#### 2.3.5.1 Variation de la topologie du réseau et/ou de l'impédance des charges.

La figure 2.44 présente un exemple de variation de la fonction de transfert, suite à l'allumage d'une lampe de chevet.

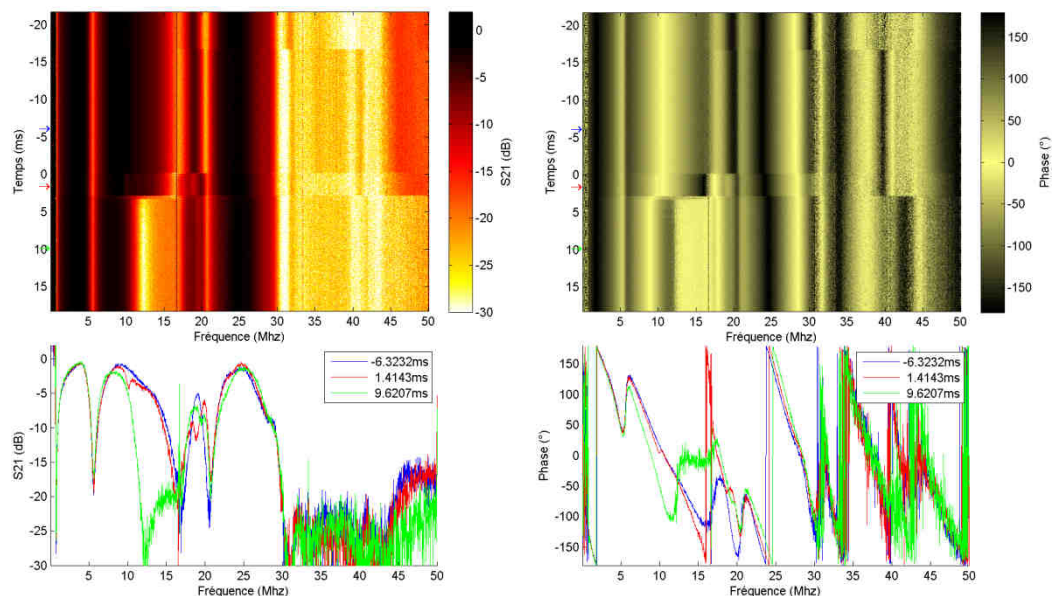


Figure 2.44 : Variation apériodique d'une fonction de transfert en amplitude et phase.

On constate très clairement que plusieurs variations de la fonction de transfert se produisent pour des durées plus ou moins importantes (aux alentours

de -15 ms, 0 ms et 5 ms sur le spectrogramme présenté. Il est particulièrement important de noter que cette variation n'a pas un caractère temporaire, puisque la fonction de transfert va rester identique jusqu'à ce qu'un événement se produise sur le réseau électrique (extinction de la lampe, branchement d'un autre appareil etc.).

Il serait intéressant d'établir des statistiques sur l'évolution de la fonction de transfert dans le temps (intervallées entre 2 variations, amplitude des variations sur chaque fréquence, variation de la réponse impulsionnelle etc.) Malheureusement une telle étude nécessite de mettre en place un système d'analyse temps réel ce qui n'est pas possible avec un oscilloscope.

Néanmoins, nous verrons dans la partie 2.4 qu'il est possible de détecter des variations apériodiques de la fonction de transfert lorsqu'un bruit impulsif se produit simultanément à la variation.

#### ***2.3.5.2 Variation apériodique des phénomènes périodiques synchrones***

Nous allons voir dans la partie suivante que certains appareils électriques sont susceptibles de provoquer des modifications périodiques synchrones de la fonction de transfert.

Le branchement ou le débranchement de ces appareils est donc susceptible de provoquer des variations apériodiques des phénomènes périodiques synchrones. Ce phénomène est rigoureusement similaire au constat que l'on avait fait en partie 2.2.5.3 avec les perturbations électromagnétiques.

#### **2.3.6 Étude des phénomènes périodiques synchrones**

Nous avons vu dans la partie 2.2.6 que certains appareils électriques étaient la source de phénomènes périodiques synchrones au niveau des perturbations électromagnétiques. Ces phénomènes pouvaient par exemple être expliqués par la présence d'un redresseur dans le dispositif (cf. annexe VIII).

Cette annexe nous montre également que le fonctionnement du redresseur peut expliquer des variations périodiques synchrones de l'impédance des appareils électriques.

### 2.3.6.1 Variation périodique synchrone de l'impédance des charges

Si cette variation d'impédance est inévitable à basses fréquences, elle devient problématique à hautes fréquences pour les systèmes *CPL* car cela va provoquer des modifications de la fonction de transfert du réseau électrique (modification périodique de la charge).

La figure 2.45 présente deux spectrogrammes (en amplitude et en phase) de la fonction de transfert d'un réseau électrique qui varie périodiquement avec le 50 Hz.

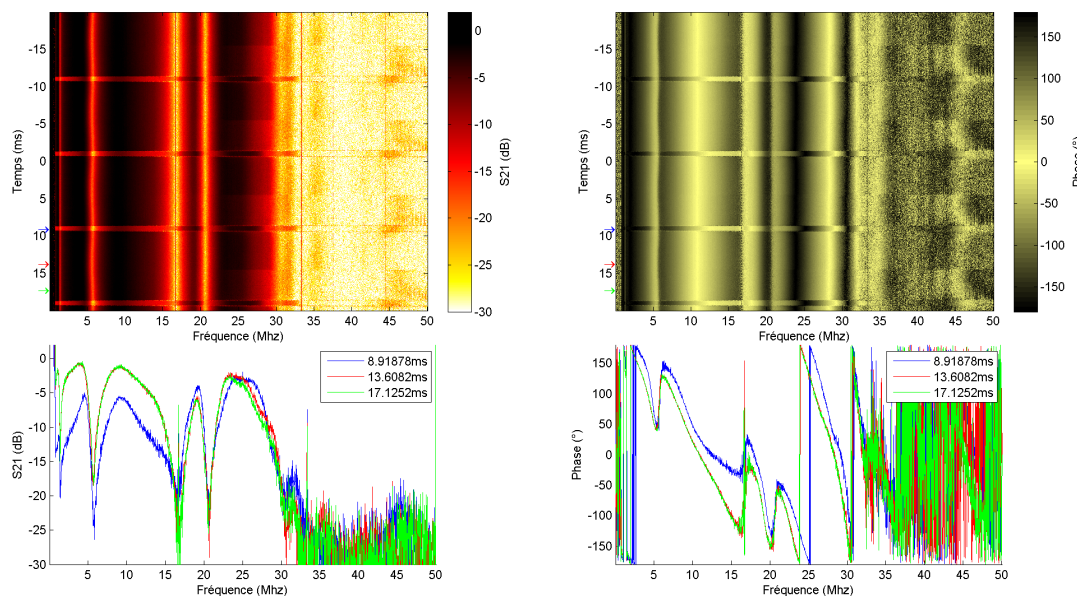


Figure 2.45 : Amplitude et Phase d'une fonction de transfert variant périodiquement avec le 50 Hz.

Ces spectrogrammes correspondent aux mesures de fonction de transfert faites à l'analyseur de réseau dont les résultats ont été présentés sur la figure 1.9 page 35.

Sur 9 sites où la fonction de transfert a été étudiée dynamiquement, nous avons observé des variations périodiques synchrones de la fonction de transfert. Sur ces deux sites, nous avons également observé la présence de perturbations électromagnétiques périodiques synchrones avec le 50 Hz.

Nous allons donc nous intéresser, dans la partie suivante, aux variations simultanées que l'on peut observer entre la variation de la fonction de transfert et les perturbations électromagnétiques.

## **2.4 Perturbations simultanées**

Nous avons vu dans les paragraphes 2.1 et 2.3 que les variations et fluctuations des perturbations électromagnétiques et de la fonction avaient des origines souvent communes : commutation d'interrupteurs, déclenchement d'appareils électriques, dispositifs de redressement de la tension secteur etc.

Si ces deux aspects (perturbation électromagnétique du canal et transmission du canal) ont été traités individuellement, il est important de noter que les phénomènes (stationnaires / apériodiques / périodiques synchrones) qui modifient ces caractéristiques ont la même origine.

Des variations du canal électrique risquent donc de se produire simultanément en termes de bruit électromagnétique et de fonction de transfert.

Il est important de noter dans quelle mesure ces phénomènes peuvent être liés pour constater l'impact que peuvent avoir des variations simultanées sur une chaîne de transmission. Plus globalement, une approche de ces phénomènes simultanés est indispensable à la réalisation d'un modèle de canal (fonction de transfert et bruit) global.

### **2.4.1 Variation apériodique de la fonction de transfert lors de l'apparition de bruit impulsif apériodique**

Nous avons vu en partie 2.2.5.1 que la commutation d'un interrupteur allait provoquer l'apparition d'un bruit impulsif apériodique. Nous avons aussi vu en partie 2.3.5 que cette action allait entraîner une modification de la topologie du réseau et par conséquent une modification de la fonction de transfert.

En utilisant le même dispositif de mesure que celui de la figure 2.42 mais en paramétrant un niveau de déclenchement sur l'oscilloscope (*trigger*), il va être possible de détecter un bruit impulsif (le bruit s'ajoute en effet au signal émis par l'AWG). Évidemment, seuls les bruits impulsifs les plus importants pourront être détectés (les autres seront masqués par le signal blanc du générateur de signaux).



## 2.4 Perturbations simultanées

Une telle technique permet d'observer les variations de la fonction de transfert lorsque l'on détecte un bruit impulsif apériodique. C'est d'ailleurs en utilisant cette technique que nous avons pu observer les variations présentées sur la figure 2.44.

Nous avons montré dans [57] que sur 9 sites de mesures (soit 8482 enregistrements exploitables) que près de 12 % des impulsions détectées s'accompagnaient d'une variation sensible de la fonction de transfert.

La figure 2.46 présente les résultats pour les 9 sites différents.

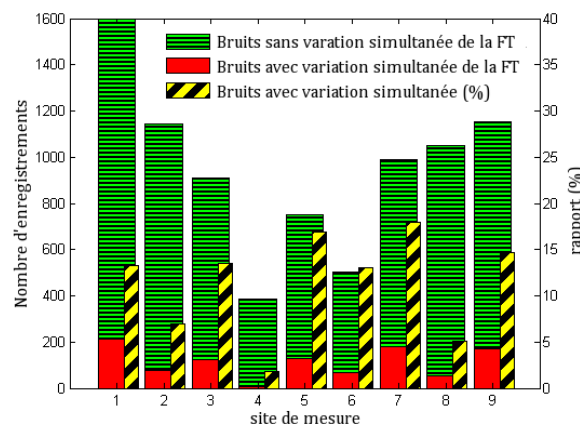


Figure 2.46 : Statistiques variations apériodiques simultanées sur 9 sites de mesure.

On constate que cette proportion varie entre 2 et 18% selon le site de mesure.

La variation apériodique de la fonction de transfert est donc loin d'être un phénomène exceptionnel puisque plus d'un bruit impulsif sur 10 s'accompagne d'une variation de la fonction de transfert.

Le fait qu'un bruit impulsif s'accompagne ou non d'une variation de la fonction de transfert est particulièrement important dans la mesure où l'effet sur un système de communication sera radicalement différent. Dans le cas d'un bruit impulsif apériodique seul, les systèmes de correction d'erreurs et d'entrelacement pourront suffire pour assurer une correction des données affectées. Dans le pire des cas, des techniques de retransmission telles que l'ARQ (*Automatic Repeat reQuest*) pourront retransmettre l'information une fois que la perturbation sera terminée.

En revanche, si cette perturbation électromagnétique s'accompagne d'une variation de la fonction de transfert, des erreurs de transmission risquent de se produire jusqu'à la réestimation du canal par le modem. Les techniques de correction et de retransmission ne sont alors plus suffisantes pour assurer la bonne transmission du signal sur le réseau électrique.

Il faut noter que la spécification *HomePlug AV* prévoit que le récepteur puisse réclamer l'envoi d'une séquence d'estimation du canal à tout moment. Cette technique permet de faire une estimation du canal dès qu'une variation de la fonction de transfert est détectée et de renvoyer les données éventuellement erronées sans que l'utilisateur ne soit pénalisé.

En pratique, sur les modems *HomePlug AV* commercialisés, nous n'avons jamais pu observer de baisses sensibles de débits ou de perturbations particulières (pixellisations sur un service *TV* par exemple) suite à des variations apériodiques de la fonction de transfert du réseau électrique.

### **2.4.2 Variation périodique synchrone du bruit stationnaire et de la fonction de transfert**

Comme pour les phénomènes de variations apériodiques simultanées, nous avons vu que certains appareils causaient à la fois des variations périodiques synchrones de la fonction de transfert et du bruit stationnaire.

Il est évident que ces deux cas sont particulièrement liés, deux raisons peuvent être soulignées :

- D'une part, l'annexe VIII, qui montre le fonctionnement d'un redresseur, nous montre que l'état des diodes va influencer sur l'impédance du modem (variation de la fonction de transfert) ainsi que sur le bruit émis par celui-ci (par exemple, le bruit d'un hacheur situé en aval du pont de diodes sera sensible que lorsque les diodes sont passantes).
- Une variation de la fonction de transfert entre émetteur et récepteur s'accompagne à priori d'une variation de la fonction de transfert entre les différents perturbateurs et le récepteur. Le niveau de bruit

stationnaire varie donc selon la fonction de transfert entre perturbateur et récepteur.

Ainsi, sur l'ensemble des sites où nous avons pu observer des variations périodiques synchrones de la fonction de transfert, nous avons aussi observé des variations périodiques synchrones du bruit stationnaire (l'inverse n'est cependant pas vrai).

Afin de mesurer l'ampleur de ces variations périodiques synchrones de la fonction de transfert, nous avons défini un outil simple : le *VIV* (*Valeur d'Indication de Variation périodique synchrone*).

Pour chaque configuration, le *VIV* est défini à partir des étapes suivantes :

- Mesure de la fonction de transfert moyenne sur un cycle du 20 ms (50 Hz).
- Estimation de l'erreur quadratique moyenne pour chaque fragment temporel (symbole *OFDM*) pour chaque sous-porteuse.
- Moyenne des erreurs sur toutes les sous-porteuses et pour l'intégralité des cycles du courant alternatif.

Cette valeur donne par conséquent une bonne idée des variations qui peuvent survenir au cours d'un cycle du courant secteur. Afin de déterminer l'impact de ces variations sur la performance des systèmes actuels, nous avons comparé le débit de systèmes avec le *VIV*, pour 13 configurations différentes (branchement de perturbateurs sur différents liens électriques). Dans le tableau suivant, on peut comparer le *VIV* avec les débits *IP* de modems *HomePlug 1.1* (Devolo 85) et *HomePlug AV* (Devolo Dlan AV).

Pour chaque configuration, nous présentons sur le tableau 2.5 les variations du *VIV* et des débits par rapport à la configuration 1 (canal sans perturbateur) :

Tableau 2.5 : Variations du VIV et des débits selon la configuration.

Cf.	VIV		HomePlug 1.1		HomePlug AV	
	Value	Var.	Mb/s	Var.	Mb/s	Var.
1 (ref.)	1.68		29		64	
2	3.16	1.48	13	- 55 %	47	- 27 %
3	4.38	2.70	11	- 62 %	42	- 34 %
4	2.01	0.33	24	- 17 %	63	- 2 %
5	4.95	3.27	12	- 58 %	40	- 37 %
6	4.78	3.10	11	- 62 %	37	- 42 %
7	1.69	0.01	27	- 7 %	65	+ 2 %
8	1.67	-0.01	28	- 3 %	61	- 5 %
9	1.73	0.05	28	- 3 %	64	0%
10	2.55	0.87	17	- 41 %	52	- 19 %
11	1.74	0.06	28	- 3 %	63	- 2 %
12	1.67	-0.01	29	0 %	65	+ 2%
13	4.87	3.19	11	- 62 %	39	- 39 %

On constate sur ce tableau un lien très étroit entre l'augmentation du VIV et la baisse des débits sur les systèmes actuels.

Ce constat justifie 2 points :

- le VIV est un bon indicateur des variations périodiques synchrones.
- L'effet de ces variations est particulièrement sensible sur les systèmes actuellement commercialisés.

Une bonne méthode de lutte contre ces phénomènes serait de faire varier l'allocation binaire dans le temps. Cette méthode est proposée dans la spécification *HomePlug AV* mais ne semble pas être implémentée.

## 2.5 Conclusion

Nous avons vu que le réseau électrique est soumis à une multitude de perturbations, d'origines et de caractéristiques différentes.

Si les bruits stationnaires et impulsifs apériodiques sont bien détaillés dans la littérature, le réseau électrique domestique se distingue par une forte présence de perturbations périodiques synchrones et périodiques asynchrones dont l'effet est particulièrement sensible sur les modems existants (cf. partie 1.4.5.6).

Pour chacun des ces phénomènes, l'étude approfondie de leurs caractéristiques a permis de nous mettre sur certaines pistes d'amélioration :

## 2.5 Conclusion

---

Nous verrons dans le chapitre 3 (partie 3.1) que le caractère large bande des perturbations impulsives (cf. partie 2.2) nous permet de détecter la présence d'une impulsion sur les bandes éteintes. Nous verrons notamment comment nous pouvons optimiser le fonctionnement des systèmes à l'aide d'une telle détection.

Dans le cas des bruits impulsifs apériodiques, nous avons vu (cf. 2.2.5.1.5) qu'il était possible de détecter au niveau de l'émission la présence d'une perturbation. Cette propriété du réseau électrique va nous permettre d'imaginer des systèmes de retransmission sans requête, que nous allons décrire dans la partie 3.4. Cette technique pourra aussi être utilisée pour procéder à une estimation du canal dès qu'un bruit impulsif est détecté (nous avons en effet vu dans la partie 2.4.1 qu'une large partie des bruits impulsifs s'accompagnaient de variations de la fonction de transfert).

Les bruits impulsifs périodiques asynchrones, dont la fréquence de répétition est de l'ordre de plusieurs dizaines (voire centaines de *kHz*) est vu comme un bruit stationnaire par le modem. Comme la capacité du canal dépend du *Rapport Signal/Bruit*, la présence de ce type de perturbation peut fortement limiter le débit. Néanmoins, le caractère répétitif de la perturbation laisse penser qu'il est possible de prédire l'arrivée de la prochaine impulsion, de l'annuler ou d'en diminuer l'effet. Cet aspect sera décrit dans le chapitre 3 (partie 3.3).

Dans le cas des perturbations périodiques synchrones avec le courant du secteur, ces perturbations vont modifier au cours du temps le niveau de bruit stationnaire vu par le modem. Nous avons vu, notamment dans la partie 2.4.2, que ces perturbations diminuaient particulièrement les débits des systèmes *CPL* commercialisés.

Dans ce cas aussi, le caractère périodique et prévisible de la perturbation laisse penser que l'on peut élaborer des techniques de lutte contre ces perturbations, notamment en faisant varier l'estimation du canal et l'allocation binaire selon l'état de la phase de la tension secteur. Si ce point paraît crucial pour augmenter le débit, notamment dans les configurations les plus difficiles, il faut mentionner que la spécification *HomePlug AV* prévoit une telle variation en temps, et qu'il ne reste qu'à implémenter ces techniques.

## Chapitre 3

### Optimisation des algorithmes de détection et de mitigation des bruits impulsifs

Les perturbations électromagnétiques et plus particulièrement les bruits impulsifs apériodiques, périodiques synchrones et périodiques asynchrones que nous avons présentés dans la partie 2.2.5.1 provoquent des erreurs de transmission qu'il est nécessaire de corriger. Deux techniques sont possibles pour contrer l'effet de ces perturbations :

- L'utilisation de codes correcteurs d'erreurs (e.g. codes *Reed-Solomon*).
- La retransmission de données erronées (e.g. *Automatic Repeat reQuest*).

Même si ces techniques peuvent être particulièrement performantes (notamment le principe de retransmission utilisé par *HomePlug AV*), l'augmentation du nombre de services disponibles et l'augmentation du débit nécessaire à chacun de ces services imposent d'optimiser chacun de ces procédés.

Nous étudierons dans une première partie un algorithme de détection du bruit impulsif sur les bandes éteintes. Les performances de cet algorithme que nous avons conçu seront comparées avec celles d'autres algorithmes que l'on peut trouver dans la littérature et un exemple d'implémentation avec un décodeur de canal sera présenté.

Nous présenterons dans une seconde partie l'algorithme de *Matsuo*, un algorithme d'annulation du bruit impulsif qui est largement décrit dans la bibliographie. Cet algorithme nous servira de base pour concevoir un algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone.

Cet algorithme sera décliné dans une version de très faible complexité, qui permet d'offrir des améliorations sensibles des performances en respectant des contraintes d'implémentation fortes.

L'ensemble des différents algorithmes seront testés sur une chaîne de simulation dont les paramètres sont présentés sur le tableau suivant :

### 3.1 Détection du bruit impulsif dans les bandes éteintes

---

Tableau 3.1 : Paramètres utilisés pour les simulations effectués dans ce chapitre.

Paramètre	Valeur
Fréquence d'échantillonnage	100 MHz
Temps symbole OFDM	40,96 $\mu$ s
Taille FFT	4096 points
Intervalle de garde	Aucun
Canaux simulés	Mesures réelles sur site
Égalisation	Parfaite (Zéro-forcing a partir du canal simulé)
Bruit injecté pour les simulations	Enregistrements effectués sur le réseau électrique
Nombre de porteuses utiles	880
Nombre de porteuses pilotes	37 (valeur choisie arbitrairement)
Nombre de porteuses éteintes	264 (cf. 3.1.2)
Codage de canal	Turbo-code

## 3.1 Détection du bruit impulsif dans les bandes éteintes

Nous proposons ici une technique particulière pour augmenter les performances des algorithmes de correction et de retransmission. Cette méthode consiste à détecter la présence de bruit impulsif sur les porteuses éteintes des systèmes de transmission à courants porteurs.

### 3.1.1 Intérêt de la détection du bruit impulsif

Dans le cas des algorithmes de codage de canal, une information sur la présence d'un bruit impulsif va permettre d'affecter plus ou moins d'importance à certaines informations lors du processus de décodage. Nous verrons notamment un exemple basé sur l'utilisation du décodage par effacement dans la partie 3.1.5.

Dans le cas des algorithmes de retransmission, la détection d'un bruit impulsif permet de demander très rapidement le renvoi de la séquence erronée. Cette détection est habituellement faite au niveau des algorithmes de décodage (mesure de la métrique). Néanmoins, cette technique impose de décoder l'ensemble des données entrelacées avant de pouvoir déterminer si une perturbation a endommagé une partie de ces données, ce qui peut être problématique si le temps de transmission est un paramètre déterminant pour la qualité de service.

Dans les deux cas (codage de canal ou retransmission) il est donc utile de détecter la présence d'une perturbation impulsive, afin d'augmenter la performance des algorithmes et d'optimiser les délais de retransmission.

### 3.1.2 Principe de la détection sur les bandes éteintes

Nous avons vu dans la partie 1.4.3.2.5 que la plupart des systèmes de transmission sur ligne électrique utilisaient des bandes éteintes pour éviter de perturber d'autres utilisateurs, notamment les radioamateurs. Le masque spectral spécifié par *HomePlug AV* pour les États-Unis est présenté sur la figure 3.1.

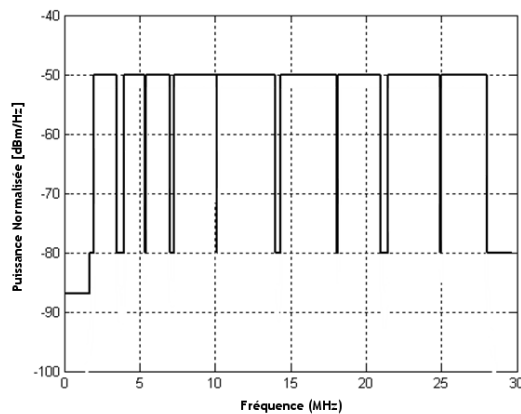


Figure 3.1: Masque spectral HomePlug AV pour les États-Unis.

On constate sur cette figure la présence de nombreuses bandes éteintes, réparties sur l'ensemble du spectre de fonctionnement de la spécification *HomePlug AV*.

Au niveau de l'émetteur, rien n'est émis sur ces porteuses (à l'échelle d'un symbole *OFDM*) : il suffit de mettre à zéro les porteuses correspondantes avant d'effectuer la *Transformée de Fourier Inverse* (cf. 1.4.3.2.7). Le masque de la figure précédente montre que le niveau du signal sur les porteuses éteintes peut atteindre  $-80 \text{ dBm/Hz}$  mais cette puissance provient exclusivement de l'effet du fenêtrage (cf. 1.4.3.2.6).

Au niveau du récepteur, un procédé de *Transformée de Fourier* est appliqué et permet de retrouver le signal reçu sur toutes les sous-porteuses, qu'elles soient éteintes ou non. Sur les porteuses éteintes, ce signal correspond uniquement au bruit sur la ligne puisqu'aucun signal n'y a été émis. De plus, il n'est pas utile de prendre en compte l'effet du fenêtrage, puisque émetteur et récepteur



### 3.1 Détection du bruit impulsif dans les bandes éteintes

---

fonctionnent à la même fréquence sur des symboles *OFDM* de même durée (pas de phénomène de recouvrement).

Nous avons vu dans les parties 2.2.4.3, 2.2.5.1 et 2.2.6.1 que les impulsions périodiques asynchrones, apériodiques et périodiques synchrones étaient des signaux à bande large qui couvrent l'ensemble du spectre utilisé par les systèmes *CPL*.

Par conséquent, une augmentation de la *Densité Spectrale de Puissance* du signal reçu, qui ne se produit qu'en présence de bruits impulsifs, pourra être mesurée de façon très simple au niveau des bandes éteintes.

La figure 3.2 présente un signal *HomePlug AV* en fonctionnement normal (courbe verte) et en présence d'un bruit impulsif apériodique (rouge). Le masque gris représente les porteuses utilisées pour la transmission.

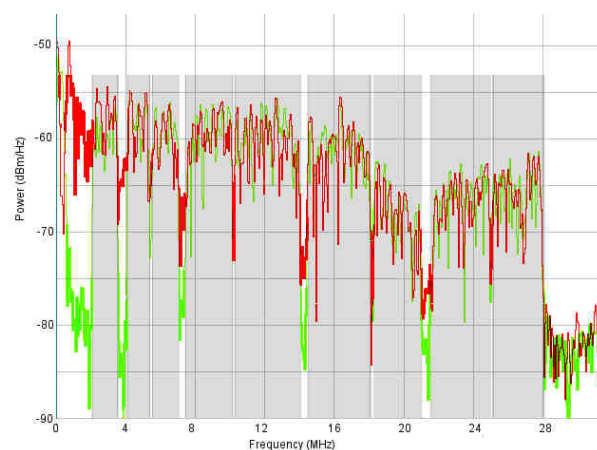


Figure 3.2 : Signal HPAV normal (vert clair) ou perturbé par un bruit impulsif (rouge).

On constate sur cette figure que le niveau du signal reçu évolue peu au niveau des porteuses utilisées : ce phénomène s'explique par le fait que la puissance du bruit est inférieure à la puissance du signal utile. En revanche, sur les bandes éteintes (zone non grisées) on constate une forte augmentation du niveau du signal reçu.

Cet exemple est représentatif de ce qui va se produire en présence de bruit impulsif. Nous avons en effet vu dans le chapitre 2 que ces perturbations étaient

large bande ; leur apparition va donc se traduire inévitablement par une augmentation du niveau du signal reçu dans les bandes éteintes.

### 3.1.3 Détection d'un symbole OFDM affecté par un bruit impulsif

Nous avons défini un premier mode de réalisation destiné à détecter la présence d'une impulsion sur un symbole *OFDM*. Ce premier algorithme, particulièrement simple à mettre en œuvre, pourra être amélioré pour effectuer une détection plus fine qui déterminerait par exemple quelles sont les porteuses affectées par la perturbation.

Cette technique utilise 3 étapes principales :

- Définition de la bande de détection (*detectBW*) et d'une marge ( $M_{IN}$ ).
- Mesure du bruit stationnaire sur *detectBW* à l'initialisation ( $PN_{STAT}$ ).
- Mesure du bruit sur *detectBW* lors de la transmission ( $PN_{OFDM}$ ).

Une impulsion est détectée lorsque la mesure de bruit, effectuée au cours de la transmission, dépasse le niveau de bruit stationnaire et la marge de bruit, c'est-à-dire :

$$P_{NOFDM} > PN_{stat} + M_{IN} \quad (3.1)$$

Cette estimation peut être faite en sortie de la *FFT* effectuée au niveau du récepteur, comme le montre la figure 3.3.

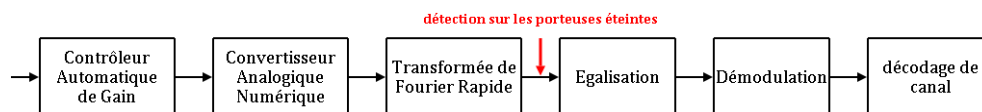


Figure 3.3 : Détection du bruit impulsif sur les porteuses éteintes.

Pour le choix de la bande de détection il est possible d'utiliser l'ensemble des porteuses éteintes lors du processus de *FFT* : cela regroupe à la fois les porteuses éteintes du masque de transmission mais aussi d'autres porteuses situées avant et après la bande de fonctionnement du système. Cependant, ce choix doit être fait avec certaines précautions car certaines porteuses éteintes sont susceptibles d'être perturbées par d'autres systèmes (ces bandes étant utilisées notamment par les radioamateurs).

### 3.1 Détection du bruit impulsif dans les bandes éteintes

---

Pour l'ensemble de nos simulations, nous avons utilisé 264 porteuses pour constituer la bande de détection (*detectBW*). Le tableau 3.2 présente les numéros de porteuse et les fréquences associées à cette bande de détection.

Tableau 3.2 : Bande de détection.

N° porteuse	Fréquences (MHz)
70-85	1,7 – 2,1
140-167	3,4 – 4,1
215-225	5,2 – 5,5
283-302	6,9 – 7,4
410-419	10,0 – 10,2
570-591	13,9 – 14,4
737-748	18,0 – 18,3
857-882	20,9 – 21,5
1016-1027	24,8 – 25,1
1144-1250	27,9 – 30,5

Le niveau de la marge de bruit est aussi un critère important :

- Une marge de bruit importante limite les capacités de détection (une impulsion est présente mais n'est pas détectée), on parle alors de "**non détection**".
- Une marge de bruit trop faible augmente les possibilités d'erreur de détection (il n'y a pas de bruit mais on en a détecté un), on parle alors de "**fausse alarme**".

Le choix de la valeur de la marge de bruit se fait donc à partir d'un compromis entre probabilité de non détection et de fausse alarme. Selon l'objectif à atteindre, cette valeur pourra être déterminée au préalable, par différentes simulations. La figure 3.4 présente un exemple d'analyse de performances effectué sur plus de 9000 bruits enregistrés (environ 5 millions de symboles *OFDM* au total).

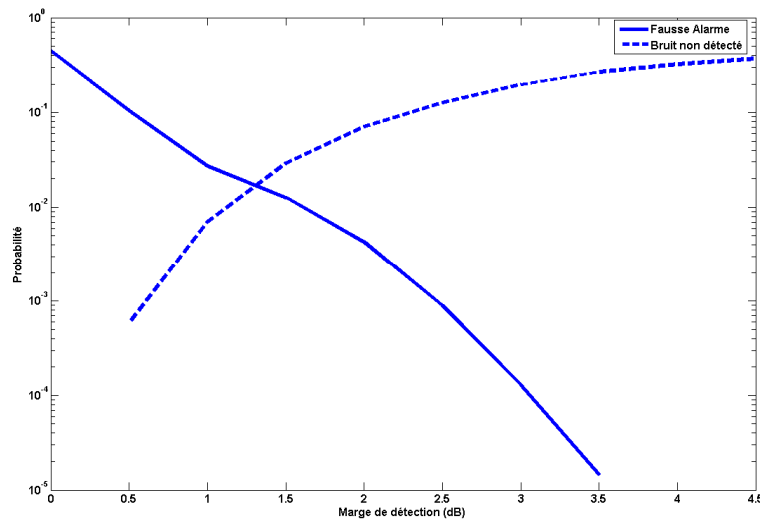


Figure 3.4 : Probabilités de fausse alarme et de non détection.

Ce type de graphique permet d'évaluer les performances de l'algorithme de détection : pour une probabilité de fausse alarme donnée, il est souhaitable que l'algorithme ait la plus faible probabilité de non détection (et inversement).

Cette figure montre qu'il est par exemple possible de détecter près de 9 impulsions sur 10 (probabilité de non détection de  $10^{-1}$ ) avec une probabilité de fausse alarme inférieure à  $10^{-3}$ . Si ces performances n'ont rien d'exceptionnel, il faut souligner que cet algorithme utilise des porteuses jusqu'ici inutilisées et que son implémentation est particulièrement simple à mettre en œuvre.

Il est possible d'augmenter légèrement les performances de cet algorithme en augmentant le nombre de porteuses éteintes. Il ne faut cependant pas envisager d'éteindre des porteuses uniquement pour détecter les perturbations : ces porteuses pourraient avantageusement être utilisées pour d'autres algorithmes pour l'annulation des perturbations (en redondance par exemple).

### 3.1.4 Comparaison des performances avec d'autres algorithmes de détection

D'autres techniques de détection des bruits impulsifs existent et peuvent être trouvées dans la littérature, on peut mentionner les principales :

### 3.1 Détection du bruit impulsif dans les bandes éteintes

- Seuil sur l'amplitude temporelle du signal.
- Mesure de la puissance du signal sur chaque porteuse.
- Mesure de l'erreur quadratique moyenne sur chaque porteuse.
- Mesure du niveau de bruit sur les porteuses pilotes.

Nous allons brièvement décrire chacune de ces techniques avant de comparer les performances des différents algorithmes.

#### 3.1.4.1 Seuil sur l'amplitude temporelle du signal

Cette approche, décrite notamment dans [58] et [59], consiste à observer la forme temporelle du signal reçu et à détecter la présence d'une impulsion sur l'amplitude du signal analogique.

Au niveau de la chaîne de réception, cette opération peut être effectuée juste après le *Convertisseur Analogique/Numérique* comme le montre la figure 3.5.

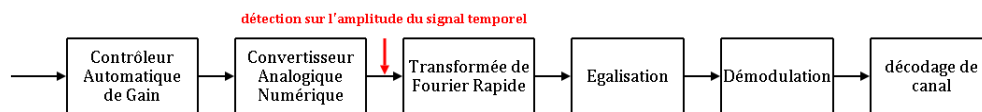


Figure 3.5 : Détection du bruit impulsif avec l'amplitude du signal temporel.

La figure 3.6 présente un signal perturbé par un bruit impulsif. On distingue ici clairement la position de l'impulsion et sa détection semblerait aisée.

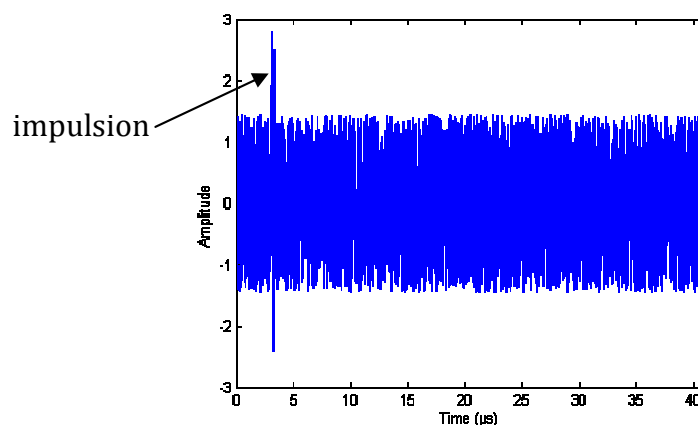


Figure 3.6 : Détection d'un bruit impulsif sur le signal temporel.

Malheureusement, cette technique est difficilement applicable en pratique en raison du très fort *PAPR* (*Peak to Average Power Ratio*, cf. annexe V) du signal *OFDM*. La dynamique d'un tel signal étant particulièrement forte, il est difficile au niveau du récepteur de distinguer le bruit impulsif des pics du signal utile.

De plus, afin d'augmenter la sensibilité au niveau du récepteur, les modems écrêtent le signal temporel reçu (jusqu'à un compromis entre bruit d'écrtage et bruit de quantification). Le signal et le bruit étant tous deux écrêtés, il est alors très difficile de définir un seuil pour la détection d'une impulsion.

De plus, cette technique est présentée dans [58] comme moins performante par rapport aux algorithmes de détection qui utilisent la mesure de la puissance sur les porteuses ou qui utilisent l'erreur quadratique moyenne. Nous ne reviendrons donc pas sur cette technique.

#### 3.1.4.2 Mesure de la puissance du signal reçu sur chaque porteuse

Cette technique, comme toutes les suivantes, ne peut être utilisée qu'après la conversion temps/fréquence effectuée par la *Transformée de Fourier Rapide* et l'égalisation du canal (notamment pour compenser l'atténuation du canal) cf. figure 3.7.



Figure 3.7 : Mesure de la puissance reçue sur chaque porteuse.

Pour rappel, un signal *OFDM* est émis en envoyant des données sur différentes porteuses. Sur chaque porteuse, on utilise une combinaison d'amplitude et de phase pour coder les données à transmettre. Les différentes combinaisons possibles forment une constellation (cf. 1.4.3.2).

Au niveau de la réception, le signal est égalisé et les données sont décodées en utilisant la même constellation (cf. 1.4.4).

Lorsque l'amplitude sur une ou plusieurs sous-porteuses sort largement de la constellation, il est probable que le signal ait été affecté par un bruit impulsif. La

### 3.1 Détection du bruit impulsif dans les bandes éteintes

figure 3.8 présente un schéma d'une porteuse dont l'amplitude fréquentielle sort de la constellation.

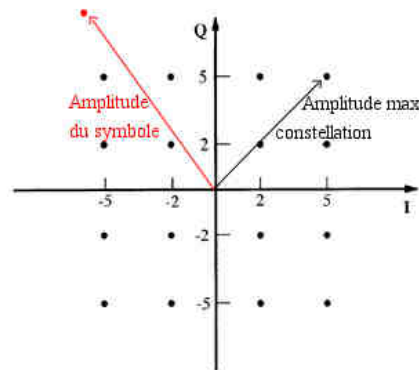


Figure 3.8 : Détection d'une impulsion par l'amplitude sur une porteuse.

L'inconvénient de cette technique est qu'un bruit impulsif peut très bien "déplacer" le symbole à l'intérieur de la constellation (par exemple en introduisant à la fréquence de la constellation seulement un déphasage). On a alors des erreurs de transmission mais une perturbation qui ne peut pas être détectée.

#### 3.1.4.3 Mesure de l'erreur quadratique moyenne sur chaque sous-porteuse

Cette méthode va un peu plus loin que la précédente, car elle mesure la distance entre le symbole reçu et le symbole estimé comme le montre la figure 3.9.

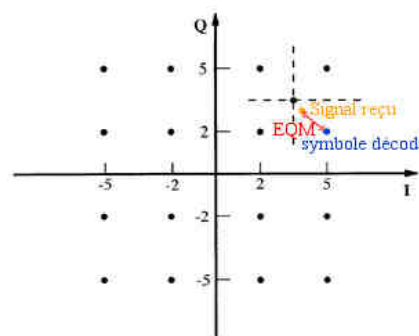


Figure 3.9 : Détection d'une impulsion par l'erreur quadratique moyenne.

Au niveau de la chaîne de réception, il va donc être nécessaire de comparer les données issues de l'égalisation du canal par rapport aux données issues de la démodulation (figure 3.10).

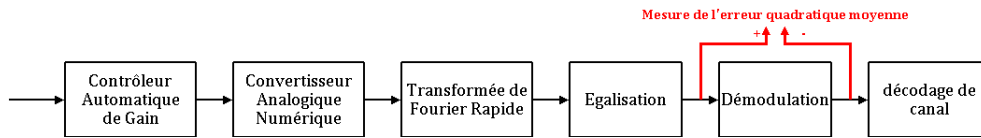


Figure 3.10 : Mesure de l'erreur quadratique moyenne.

Même s'il est théoriquement possible qu'un bruit déplace le signal reçu à proximité d'un autre symbole (ce qui diminue la mesure de l'erreur quadratique moyenne puisque le symbole décodé est faux), la mesure du bruit sur l'ensemble des porteuses permet généralement de détecter la présence d'une impulsion.

La détection d'une impulsion se fait à partir de la mesure de l'erreur quadratique moyenne par rapport à un facteur ( $\rho$ ). Le niveau de ce seuil va permettre de définir le bon compromis entre probabilité de non détection et probabilité de fausse alarme.

Cette technique est présentée comme la plus performante dans [58], nous allons donc comparer ses performances avec l'algorithme de détection sur les porteuses éteintes que nous proposons.

#### 3.1.4.4 Détection sur les porteuses pilotes

Le principe de détection sur les porteuses pilotes est notamment décrit dans l'article [60].

Pour rappel, les porteuses pilotes sont utilisées pour la transmission de données connues par le récepteur. Ces données vont pouvoir être utilisées pour faire de l'égalisation ou de la synchronisation.

Le signal reçu au niveau de ces porteuses est donc connu et permet d'en déduire le niveau du bruit à ces fréquences. Comme pour l'algorithme de détection sur les porteuses éteintes que nous proposons, la détection sur les porteuses pilotes part du principe que le bruit impulsif est large bande.



Néanmoins, ce principe de détection se heurte à la double utilité des porteuses pilotes et il est nécessaire de définir des limites d'utilisation pour l'égalisation et pour la détection du bruit impulsif.

Comme pour les porteuses éteintes, les performances de cet algorithme s'améliorent lorsque le nombre de porteuses pilotes augmentent. Encore une fois, il serait trop pénalisant en termes de performances de créer des porteuses pilotes uniquement pour la détection du bruit impulsif.

#### **3.1.4.5 Comparaison des performances des différents algorithmes.**

Nous avons simulé, en utilisant une chaîne de transmission *HPAV* simplifiée, les performances des 3 algorithmes (porteuses éteintes, porteuses pilotes et erreur quadratique moyenne) sur environ 9000 enregistrements de bruits impulsifs.

Pour chaque algorithme, on compare le bruit moyen sur l'ensemble des porteuses utilisées pour la détection avec un seuil variable.

La chaîne simplifiée prend en compte le spectre défini dans la spécification *HomePlug AV* en y ajoutant arbitrairement 37 porteuses pilotes à peu près équitablement réparties. Au final, la détection se fait pour chacun des algorithmes sur :

- 37 porteuses pilotes.
- 880 porteuses utiles.
- 264 porteuses éteintes.

Les performances des différents algorithmes peuvent être données en comparant, pour une probabilité de fausse alarme donnée, la probabilité de non détection, ou inversement.

La figure 3.11 présente, dans ces conditions, les probabilités que l'on observe sur les 9000 enregistrements de bruits impulsifs :

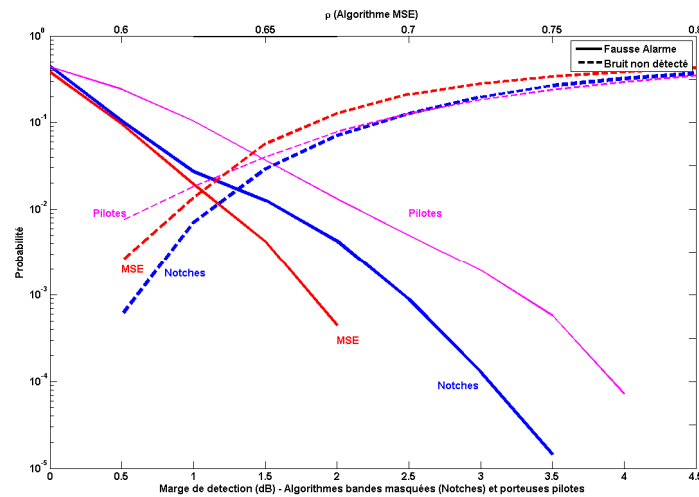


Figure 3.11 : Performances des algorithmes EQM (MSE), porteuses éteintes (notches) et porteuses pilotes.

Une méthode simple pour comparer les performances consiste à analyser le point d'intersection entre probabilité de fausse alarme et probabilité de non détection. Plus ce point d'intersection est bas, plus l'algorithme est performant.

On constate sur ce graphique que l'algorithme de détection sur les porteuses pilotes est nettement moins performant que les deux autres. Cet écart s'explique par le faible nombre de porteuses pilotes que nous avons utilisées pour nos simulations.

L'algorithme de détection sur les porteuses éteintes et de détection sur l'Erreur Quadratique Moyenne ont en revanche des performances assez similaires.

En termes de complexité, l'algorithme de détection sur les porteuses éteintes est plus simple car il n'est pas utile d'attendre la démodulation des données pour mesurer le niveau de bruit.

Nous avons donc deux algorithmes quasiment équivalents, mais totalement complémentaires puisqu'ils fonctionnent sur des données indépendantes. Nous allons donc étudier les performances que nous pouvons obtenir en les combinant.

#### 3.1.4.6 Combinaison des deux algorithmes

En combinant les deux algorithmes, on tire parti à la fois de la détection sur les porteuses éteintes, et à la fois de la détection sur les porteuses utilisées.

Nous avons donc implémenté et comparé les performances de deux combinaisons basiques des deux techniques :

- Algorithme **"et" (Notches & MSE)** : les deux algorithmes doivent détecter le bruit pour que la détection soit validée.
- Algorithme **"ou" (Notches | MSE)** : La détection est validée dès que l'un des algorithmes détecte l'impulsion.

Les performances des combinaisons de ces deux algorithmes sont présentées sur la figure 3.12 (respectivement en noir et en vert) et peuvent être comparées aux performances des deux algorithmes utilisés seuls (en rouge et bleu).

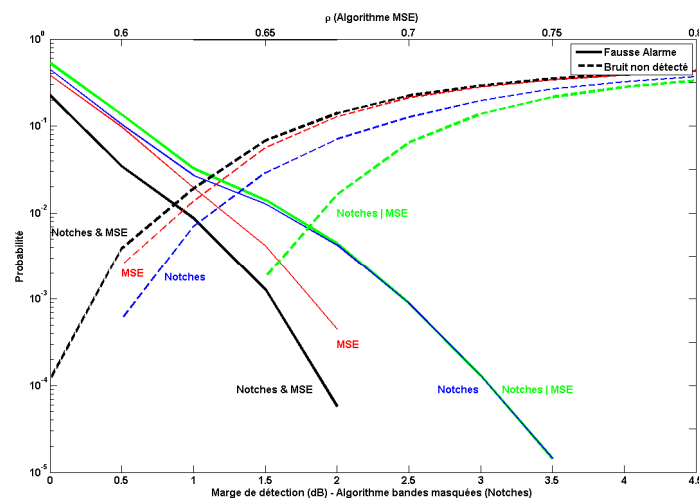


Figure 3.12 : Performances : algorithmes et (&), ou (|), EQM (MSE) et porteuses éteintes (notches)

Tout d'abord, on constate que l'algorithme "Notches & MSE" est moins performant (à paramètres équivalents) pour détecter une impulsion (la courbe pointillée noire de non détection est supérieure aux autres). Ceci s'explique assez simplement : puisqu'un bruit doit être détecté par les 2 algorithmes pour être validé, une impulsion ne sera pas détectée dès que l'un des algorithmes ne détecte pas le bruit. On combine finalement ici les limitations de chacun des algorithmes.

En revanche, la probabilité de fausse alarme de l'algorithme "Notches & MSE" est la plus faible de tous les algorithmes (la courbe continue noire est inférieure aux autres).

Dans le cas d'une combinaison "Notches | MSE", c'est exactement l'inverse qui se produit : à paramètres équivalents, on augmente la probabilité de fausse alarme (ligne continue verte) mais on diminue la probabilité de non détection (pointillés verts).

Globalement, pour un niveau de fausse alarme donné, on constate que la combinaison des deux algorithmes donne de meilleures performances, avec un avantage sensible pour l'algorithme "Notches | MSE".

En effet, pour un niveau de fausse alarme de  $10^{-2}$ , la probabilité de non détection pour les algorithmes MSE est de  $2,1 \cdot 10^{-2}$ , Notches de  $1,1 \cdot 10^{-2}$ , "Notches & MSE" de  $1,7 \cdot 10^{-2}$  et "Notches | MSE" de  $2,2 \cdot 10^{-3}$ .

L'utilisation des porteuses éteintes pour la détection du bruit impulsif permet donc d'augmenter les performances des algorithmes de détection.

### **3.1.5 Implémentation avec du décodage par effacement**

Nous allons maintenant voir une technique possible d'implémentation de cet algorithme dans un système de décodage par effacement.

Nous verrons que cette implémentation ne peut pas être exploitée avec un système de type *HomePlug AV* en raison de contraintes décrites dans cette spécification. Cependant, cette partie pourrait avantageusement être transposée à d'autres systèmes de communication utilisant des porteuses éteintes (*VDSL* par exemple).

#### ***3.1.5.1 Fonctionnement d'une chaîne simplifiée en présence de bruit impulsif***

Cette partie va présenter un exemple d'utilisation de la détection du bruit impulsif sur les porteuses éteintes avec une chaîne de transmission simplifiée qui utilise un turbo-code.

### 3.1 Détection du bruit impulsif dans les bandes éteintes

---

Toutes les données à transmettre sont turbo-codées et entrelacées avant d'être modulées et transmises sur le réseau électrique à l'aide d'une *Transformée de Fourier Inverse Rapide*. Les paramètres sont choisis pour que les données soient entrelacées sur environ 10 symboles *OFDM*.

Le signal est ensuite passé dans un simulateur de canal électrique, et un enregistrement de bruit impulsif est ajouté au signal reçu.

Au niveau de la réception, le signal est converti dans le domaine fréquentiel à l'aide d'une *Transformée de Fourier Rapide*, démodulé et désentrelacé.

La figure 3.13 présente un exemple de signal reçu en sortie du canal de transmission et le bruit enregistré qui lui est ajouté.

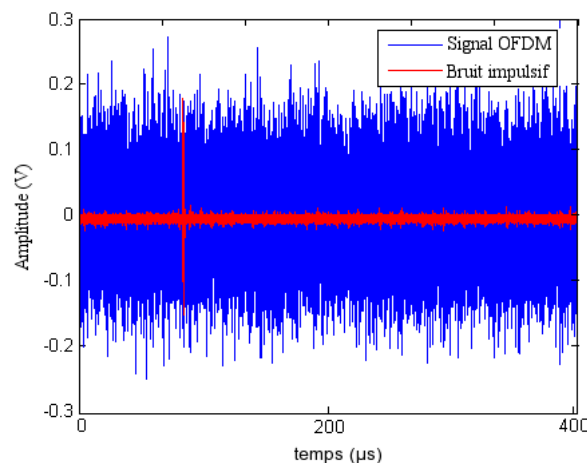


Figure 3.13 : Signal reçu et bruit ajouté

Si on calcule le taux d'erreurs binaire brut par symbole *OFDM* avant décodage (*TEB* ou *BER – Bit Error Rate*) pour chacun des 10 symboles *OFDM*, on constate sur la figure 3.14 que le 3<sup>ème</sup> symbole est particulièrement affecté par la perturbation impulsive.

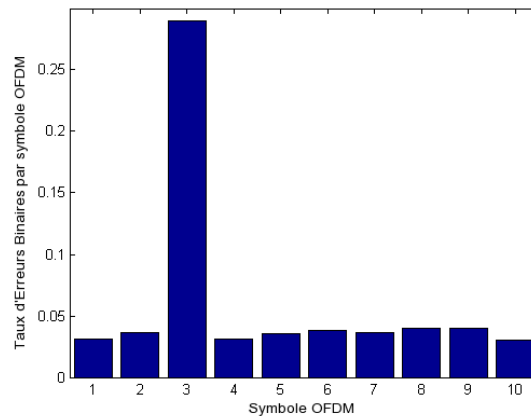


Figure 3.14: Taux d'Erreurs Binaires brut par symbole OFDM.

Ces données sont ensuite désentrelacées et turbo-décodées. En raison du trop grand nombre d'erreurs sur le 3<sup>ème</sup> symbole, le turbo-décodeur ne parvient pas à décoder le message complet, même en effectuant plusieurs itérations dans le processus de décodage. La figure 3.15 montre le taux d'erreurs en sortie du turbo-décodeur pour chaque itération.

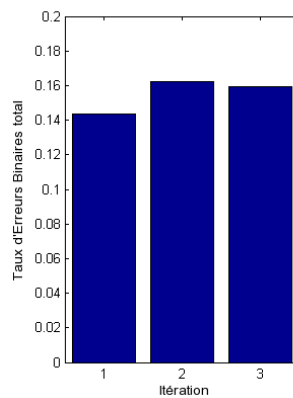


Figure 3.15 : Taux d'erreurs binaires pour chaque itération du turbo-décodeur.

On constate sur cette figure que le *TEB* en sortie du turbo-décodeur est très élevé et qu'il augmente à chaque itération, ce qui ne correspond pas à un fonctionnement normal, chaque itération étant sensée améliorer le résultat du décodage.

C'est donc l'impulsion et les erreurs qu'elle engendre sur le 3<sup>ème</sup> symbole OFDM qui est responsable de ce dysfonctionnement.

#### 3.1.5.2 Implémentation du décodage par effacement (*erasure decoding*)

Une méthode possible pour contrer ce genre de phénomène consiste à effacer toutes les données présentes sur le symbole *OFDM* erroné. Ce principe, dit de décodage par effacement ou "*erasure decoding*" est notamment décrit dans [61].

Le système va alors se servir des données présentes sur les autres symboles *OFDM* pour décoder l'information. Il est en effet préférable pour le décodeur de n'avoir aucune information sur les données plutôt qu'une information erronée.

Nous allons donc utiliser le principe de la détection de bruit impulsif sur les porteuses éteintes et appliquer l'algorithme d'effacement lorsqu'une impulsion sera détectée.

Afin d'introduire dans la simulation un niveau de bruit représentatif, une mesure du niveau de bruit stationnaire sur un réseau électrique réel a été réalisée. Cela a permis de déterminer un niveau de bruit moyen de  $-97 \text{ dBm/Hz}$ .

Nous avons choisi arbitrairement  $10 \text{ dB}$  de marge de détection du bruit impulsif, soit un seuil de détection à  $-87 \text{ dBm/Hz}$ .

Le niveau de bruit sur la bande de détection est alors déterminé pour chaque symbole *OFDM*. On estime qu'une perturbation est présente lorsque le niveau de bruit dépasse le seuil de détection.

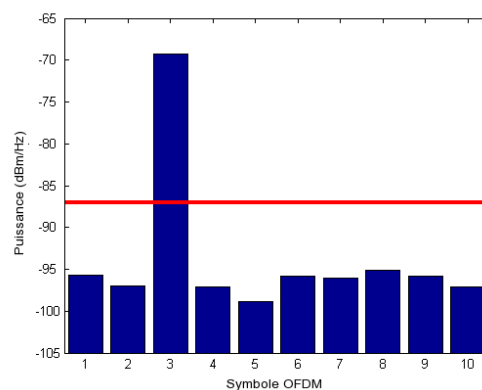


Figure 3.16 : Puissance du bruit sur la bande de détection pour chaque symbole *OFDM*.

Chaque symbole dont le niveau de bruit dépasse les  $-87 \text{ dBm/Hz}$  est alors considéré comme erroné et on applique l'algorithme d'effacement sur le symbole.

On constate sur la figure 3.16 que le bruit impulsif a bien été détecté sur le 3<sup>ème</sup> symbole *OFDM*, celui-ci est donc effacé avant le processus de décodage.

Le turbo-décodeur va alors devoir décoder les données à l'aide des 9 autres symboles *OFDM* qui eux n'ont pas été affectés par le bruit impulsif. La figure 3.17 présente le taux d'erreurs pour chaque itération du turbo-décodeur.

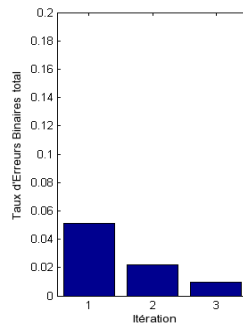


Figure 3.17 : Taux d'erreurs binaires pour chaque itération du turbo-décodeur avec effacement.

On constate que le taux d'erreurs est nettement meilleur avec l'effacement que sans (cf. figure 3.15) et qu'il s'améliore à chaque itération.

Si cet exemple montre tout l'intérêt et les possibilités qu'offre la détection du bruit impulsif sur les porteuses éteintes, il faut néanmoins remarquer que les paramètres choisis sont idéaux (1 seul symbole affecté par le bruit impulsif, un entrelacement sur 10 symboles *OFDM* etc.).

En pratique, ce système est inexploitable avec la spécification *HomePlug AV* en raison du faible entrelacement en temps (cf. partie 1.4.3.3.3). En effet, si le nombre de symboles non bruités est insuffisant, le décodeur ne pourra compenser l'effacement d'un symbole entier.

Il pourrait en revanche être intéressant d'analyser les performances de cet algorithme sur d'autres systèmes qui utilisent des porteuses éteintes, tels que les systèmes *VDSL*.

### 3.2 Annulation du bruit impulsif sur un symbole *OFDM*.

Nous venons de voir qu'il était possible de détecter qu'un symbole *OFDM* était perturbé par une impulsion. Une technique plus fine consisterait à détecter la



### 3.2 Annulation du bruit impulsif sur un symbole OFDM.

---

position du bruit impulsif sur le symbole OFDM, ainsi que ses caractéristiques (amplitude) pour annuler le bruit à cet endroit.

Une technique particulièrement efficace pour effectuer cette détection est décrite dans [62], cette technique se base sur l'erreur sur les porteuses pour détecter la position de l'impulsion.

#### 3.2.1 Algorithme de Matsuo

L'algorithme de *Matsuo* est décrit dans de nombreux articles, notamment pour son application aux systèmes CPL dans [62] et [11]. Son principe de fonctionnement se base sur une étude temps/fréquence du bruit pour la détection d'une impulsion.

Afin de déterminer le bruit sur la ligne, l'algorithme de *Matsuo* se base sur la mesure de l'erreur entre le signal reçu et le signal estimé. Un bruit impulsif tel que celui présenté sur la figure 3.18 va en effet créer une perturbation sur l'ensemble des porteuses du symbole OFDM.

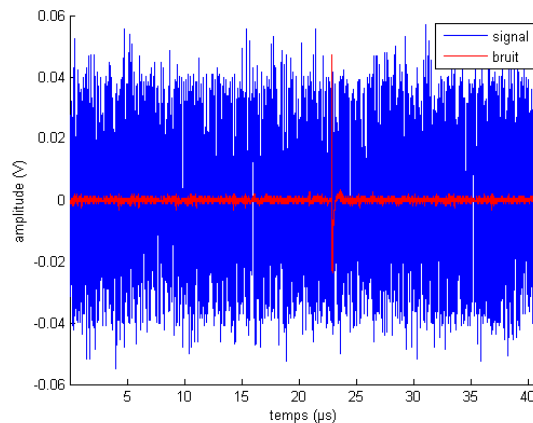


Figure 3.18: signal et bruit impulsif.

Ce bruit va se traduire au niveau du récepteur par des erreurs d'estimation sur certaines porteuses. La figure 3.19 présente un exemple d'impact du bruit sur 4 porteuses à la réception.

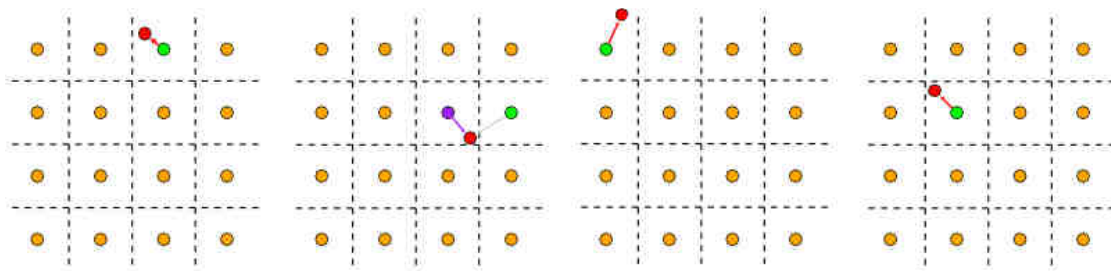


Figure 3.19 : Impact du bruit sur les porteuses et dans l'estimation.

Le niveau du bruit estimé pour chaque porteuse par le système *CPL* sera donc dépendant de l'estimation du canal qui aura été faite.



Figure 3.20 : Erreurs sur les porteuses avec une mauvaise estimation.

Il est possible de reconstituer la forme temporelle de ce bruit estimé en utilisant des transformées de Fourier inverses.

Le principe de l'algorithme de *Matsuo* est de considérer que la perturbation dans le domaine temporel peut être approchée lorsque le nombre de symboles erronés est nettement inférieur au nombre de symboles correctement estimés. C'est tout particulièrement vrai pour la détection d'une impulsion, car sa densité spectrale de puissance est répartie sur l'ensemble des porteuses.

Ainsi, le processus de transformée de Fourier inverse appliqué sur les erreurs estimées de la figure 3.20 permet de retrouver un bruit relativement proche de l'impulsion de la figure 3.18.

### 3.2 Annulation du bruit impulsif sur un symbole OFDM.

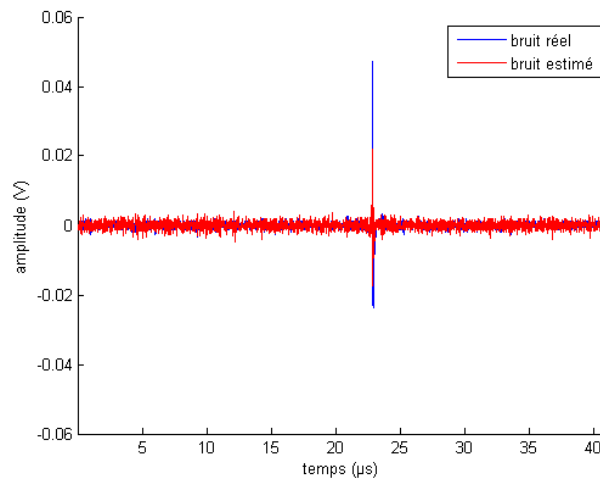


Figure 3.21 : Bruit reconstitué à partir d'une mauvaise estimation.

On constate que le bruit estimé comporte une impulsion située au même endroit que le bruit réel sur la ligne. Il suffit donc de définir un seuil au niveau de l'estimation du bruit pour obtenir un système de détection des impulsions.

#### 3.2.2 Réduction de l'effet de la perturbation suite à la détection

Une fois que l'impulsion est détectée, il faut appliquer un algorithme d'annulation du bruit pour améliorer les performances du système.

La technique la plus simple, et à priori la plus efficace [63], consiste à détecter la position de l'impulsion au moyen d'un seuil et d'effacer le ou les échantillons temporels où l'impulsion a été détectée (*blanking*).

La figure 3.22 présente le diagramme de fonctionnement de l'algorithme de Matsuo.

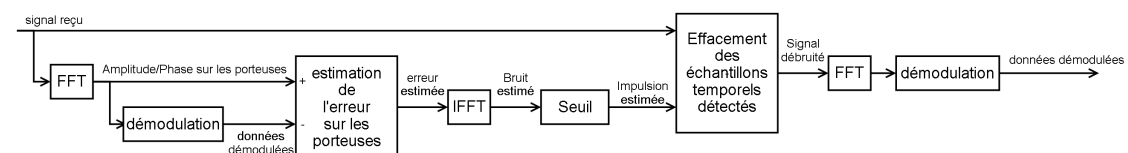


Figure 3.22 : Algorithme de Matsuo non itératif

Ce fonctionnement peut se résumer aux étapes suivantes :

- Réception des données.
- Transformée de Fourier pour obtenir l'amplitude et la phase du signal sur les porteuses.
- Démodulation des données.
- Estimation de l'erreur sur chaque porteuse.
- Reconstitution du signal de bruit à l'aide d'une transformée de Fourier inverse.
- Seuillage pour isoler l'impulsion.
- Suppression des échantillons temporels où l'impulsion est détectée.
- Transformée de Fourier du signal débruité pour obtenir l'amplitude et la phase du signal sur les porteuses, puis démodulation du signal débruité.

En théorie, l'annulation de l'impulsion permet de réduire le bruit sur le système et permet de prendre les bonnes décisions lors du décodage des données.

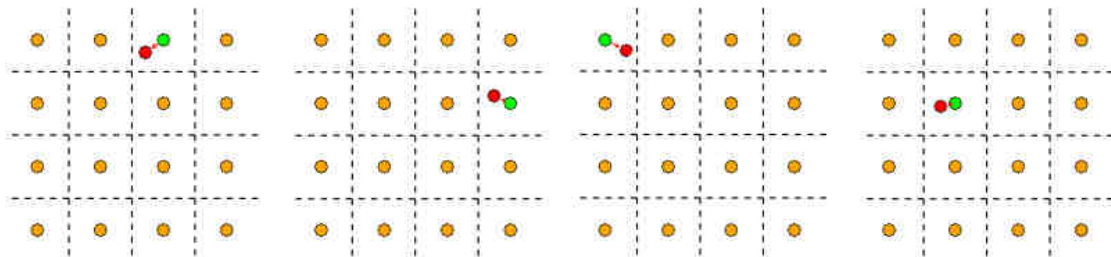


Figure 3.23 : Impact du débruitage lors du décodage.

Plusieurs optimisations sont possibles pour l'algorithme de *Matsuo* :

- Fonctionnement itératif : réestimation du bruit impulsif après chaque étape de démodulation (le bruit est alors estimé à partir du signal reçu et des données issues de la démodulation).
- Utilisation des données issues du décodage de canal pour l'estimation du bruit.

Au niveau du diagramme de fonctionnement, ces étapes peuvent être insérées comme le montre la figure 3.24.

### 3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone

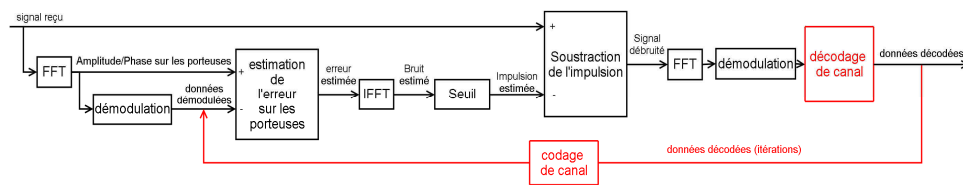


Figure 3.24 : Diagramme de fonctionnement de l'algorithme de Matsuo optimisé.

Si des études telles que [62], [11] et [63] ont montré que cet algorithme et ses optimisations offraient de relativement bonnes performances, il faut impérativement noter que ces performances se font au détriment d'un fort ajout de complexité au niveau du système.

En effet, l'algorithme de *Matsuo* augmente considérablement le nombre de transformées de Fourier nécessaires au décodage du signal (2 transformées de Fourier de plus par itération) ainsi que le nombre de décodages de canal nécessaires si on utilise les données issues du décodage de canal pour la réception des données (1 décodage et un recodage de plus par itération).

Cette complexité accrue est le principal obstacle à l'implémentation de l'algorithme de *Matsuo* sur les systèmes à courants porteurs.

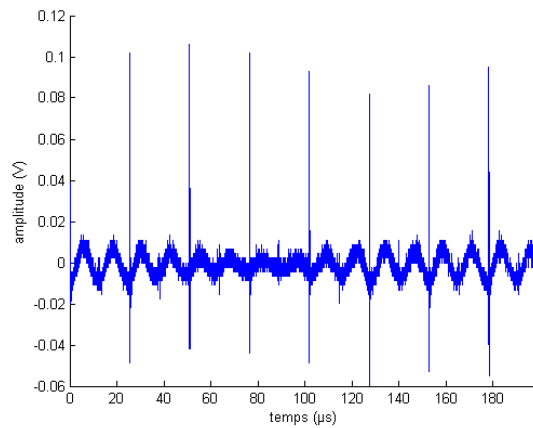
### 3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone

Nous allons dans cette partie présenter des algorithmes de lutte contre les bruits impulsifs périodiques asynchrones que nous avons développés.

Le premier algorithme utilise l'algorithme de *Matsuo* pour effectuer la détection de la position de l'impulsion, mais en tirant partie du caractère répétitif des impulsions périodiques asynchrones.

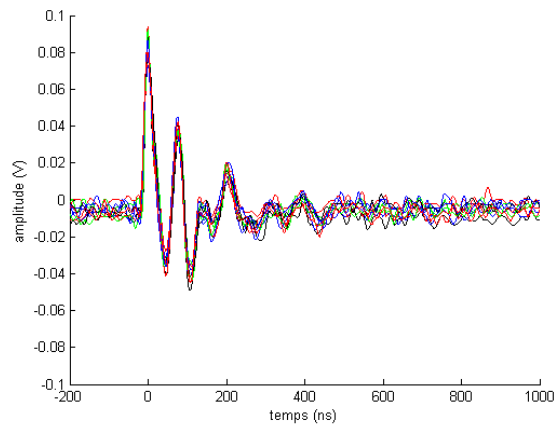
Le second algorithme est une variante que nous avons conçue dans le but de diminuer au maximum la complexité du système. En effet, nous verrons que cet algorithme n'utilisera que des mémoires et des soustractions pour annuler les bruits impulsifs périodiques.

Pour rappel, les perturbations périodiques asynchrones ont été décrites dans la partie 2.2.4.3 et ont l'allure présentée sur la figure 3.25.



*Figure 3.25 : Bruit impulsif périodique asynchrone.*

Il est intéressant de constater que la plupart de ces impulsions ont une allure temporelle sensiblement identique d'une impulsion à une autre : la figure 3.26 présente une superposition de 10 impulsions successives.



*Figure 3.26 : Superposition de 10 impulsions périodiques asynchrones successives.*

Même sur des périodes de temps beaucoup plus longues (plusieurs minutes), on n'observe pas de variations sensibles de l'allure temporelle du bruit impulsif périodiques asynchrones (sauf dans les cas de variations périodiques ou aperiodiques du bruit stationnaire ou de la fonction de transfert).

Cette corrélation entre les impulsions successives nous a permis d'élaborer des techniques d'annulation de ce type de perturbation.

Pour les deux algorithmes que nous allons proposer, nous supposons que le récepteur peut connaître la forme des impulsions, par exemple à l'aide d'un

### 3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone

---

apprentissage lors de l'estimation du canal et par diverses techniques (moyennes, seuils etc.). La Figure 3.27 présente un exemple d'estimation de la forme des impulsions de la figure 3.26 (effectuée manuellement).

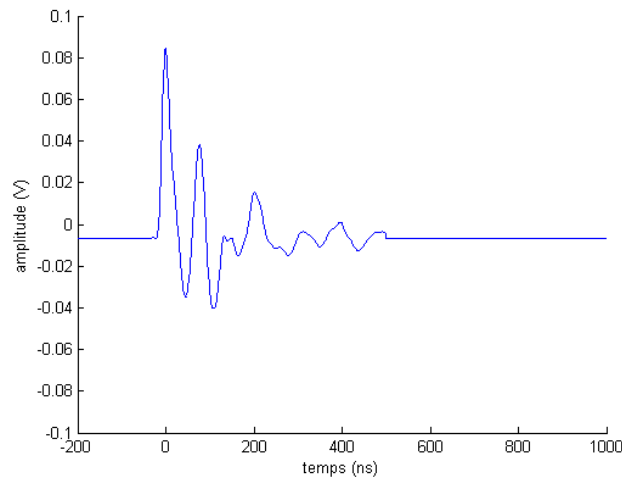


Figure 3.27 : Bruit impulsif périodique asynchrone estimé.

#### 3.3.1 Premier algorithme d'annulation

Une première technique pourrait consister à faire une annulation du bruit en suivant sa fréquence de répétition. Il serait alors nécessaire de mesurer précisément cette fréquence et d'effectuer l'annulation à une fréquence identique.

Malheureusement, la fréquence de répétition du bruit impulsif périodique asynchrone n'est pas parfaitement stable et un glissement en fréquence se produira systématiquement (si la forme des impulsions varie peu d'une impulsion à une autre, la fréquence de répétition peut varier sensiblement).

Il est donc nécessaire au niveau du récepteur de localiser précisément la position des impulsions afin de procéder à leur annulation.

Pour cela, nous allons pouvoir utiliser les systèmes de détection des impulsions, en utilisant par exemple le principe de l'algorithme de *Matsuo* présenté dans la partie 3.2.1. La figure 3.28 présente le diagramme de fonctionnement de cet algorithme, qui n'a que très peu de différences avec l'algorithme de *Matsuo*.

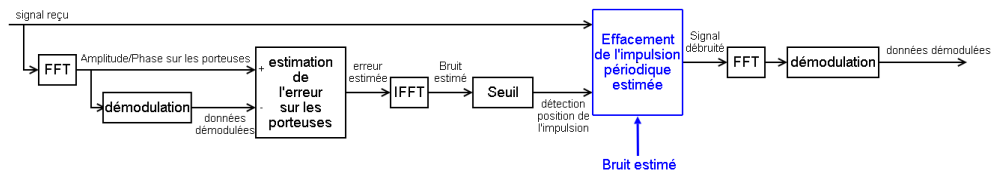


Figure 3.28 : Premier algorithme d'annulation.

Une simulation de cet algorithme est effectuée avec les paramètres décrits dans les paragraphes précédents et avec une implémentation de la détection du bruit impulsif à partir d'un seuil sur l'algorithme de Matsuo.

La figure 3.29 présente le bruit résiduel des 10 bruits impulsifs de la figure 3.26.

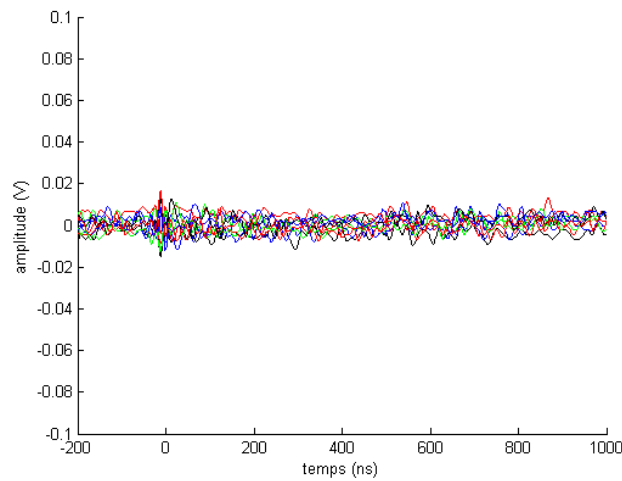


Figure 3.29 : Bruit résiduel de 10 impulsions périodiques asynchrones.

L'utilisation de cet algorithme, sur des enregistrements de bruits réels, a permis de réduire le niveau du bruit impulsif périodique asynchrone de plus de 20 dB comme le montre la figure 3.30.



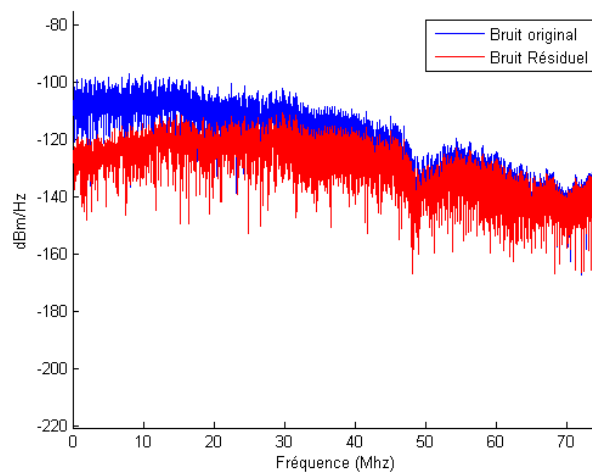


Figure 3.30: Comparaison du bruit original et du bruit résiduel après annulation.

Si cet algorithme est particulièrement performant dans le cas d'impulsions périodiques, il ne résout pas les problèmes de complexité inhérents à l'algorithme de *Matsuo* qui nécessite d'effectuer 2 opérations de transformées de Fourier supplémentaires (cf. 3.2.2).

Pour pallier cette limitation, nous avons conçu un algorithme de faible complexité dans le cadre de la lutte contre les perturbations périodiques asynchrones.

#### 3.3.2 Algorithme d'annulation de faible complexité

L'algorithme que nous allons proposer est basé sur des opérations de faible complexité : mémorisation de la forme des perturbations, calculs de moyennes et additions. Malgré cette faible complexité, cet algorithme sera particulièrement efficace pour la lutte contre les perturbations périodiques asynchrones.

Prenons l'exemple de l'impulsion que nous venons d'estimer :

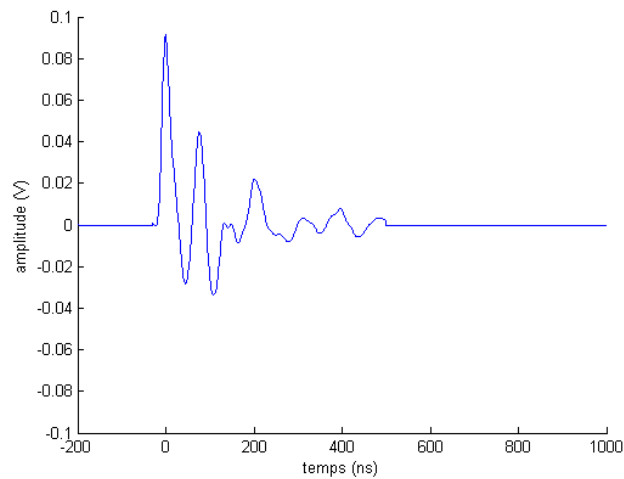


Figure 3.31 : exemple d'impulsion périodique asynchrone (estimation).

Cette impulsion, de durée très inférieure au symbole *OFDM*, peut s'ajouter au signal utile en n'importe quel endroit du symbole *OFDM*. Nous allons donc étudier son effet.

### 3.3.2.1 Effet de la perturbation le symbole *OFDM* reçu.

Si on positionne l'impulsion de la figure 3.31 à un instant aléatoire du symbole *OFDM* (par exemple au milieu), on obtient un exemple de perturbation (figure 3.32) que l'on appellera symbole perturbé de référence (cette forme dure un symbole *OFDM* entier et non juste la durée de l'impulsion).

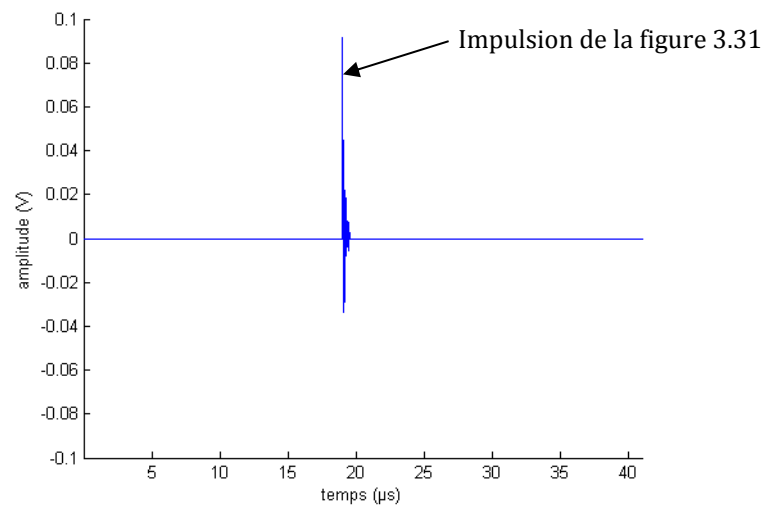


Figure 3.32 : Exemple de symbole perturbé de référence

### 3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone

Cette perturbation peut être obtenue dans le domaine fréquentiel à l'aide d'une *FFT* et s'exprime sous forme complexe par :

$$P_{ref}(f) = A_{ref}(f) * e^{i\pi(\varphi_{ref}(f))} \quad (3.2)$$

Où  $A_{ref}(f)$  est l'amplitude et  $\varphi_{ref}(f)$  la phase du symbole perturbé à la porteuse  $f$ .

La figure 3.33 montre la *DSP* correspondant à ce symbole perturbé de référence.

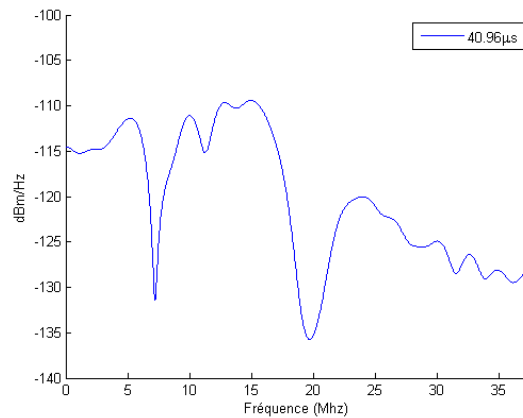


Figure 3.33 : DSP du symbole perturbé de référence.

De la même façon, La figure 3.34 présente un exemple de phase  $\varphi_{ref}(f)$  pouvant être associée au symbole perturbé de référence<sup>1</sup>.

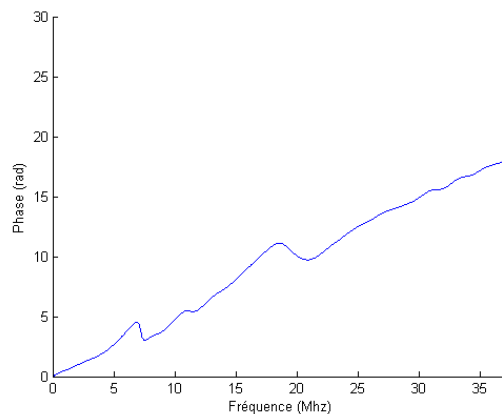


Figure 3.34 : phase d'un symbole perturbé de référence<sup>1</sup>.

<sup>1</sup> afin d'améliorer la lisibilité, la phase présentée correspond à un symbole perturbé de référence légèrement différent (impulsion située au début du symbole OFDM) – la pente de la phase est sinon trop élevée.

Au cours de la communication, le système est susceptible d'être perturbé par la même forme d'impulsion, mais située à un instant temporel différent.  $\Delta t$  correspond au décalage temporel entre la position de l'impulsion du symbole perturbé de référence et d'un autre symbole perturbé (figure 3.35).

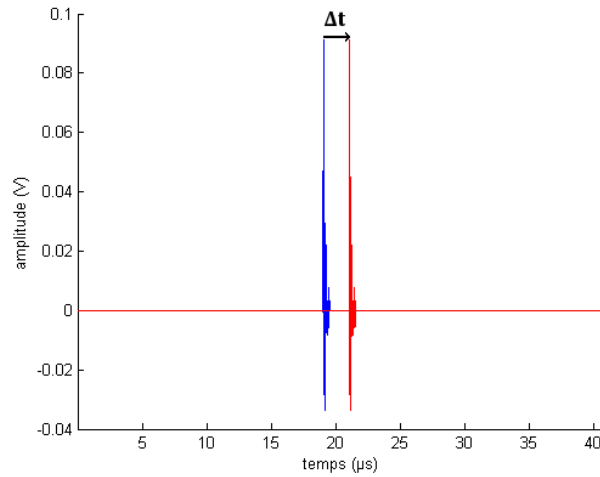


Figure 3.35 : symbole perturbé de référence (bleu) et un autre symbole perturbé par la même forme d'onde située à un instant différent (en rouge).

Les formes d'onde étant identiques dans les deux cas, les deux symboles perturbés vont avoir la même densité spectrale de puissance (figure 3.36).

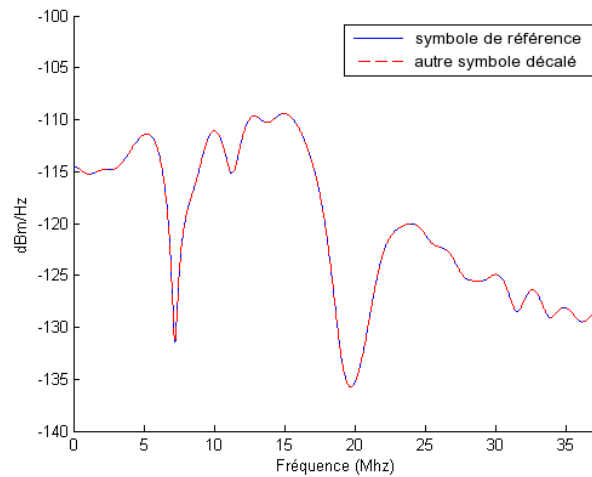


Figure 3.36 : DSP du symbole perturbé de référence et du symbole perturbé décalé.

En termes de phase, le décalage temporel  $\Delta t$  entre les deux impulsions va introduire en décalage  $\Delta\phi(f)$  de la phase de la perturbation  $\phi_{per}(f)$  par rapport à

### 3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone

la phase du symbole perturbé de référence  $\varphi_{ref}(f)$ . La figure 3.37 présente un exemple de ce déphasage :

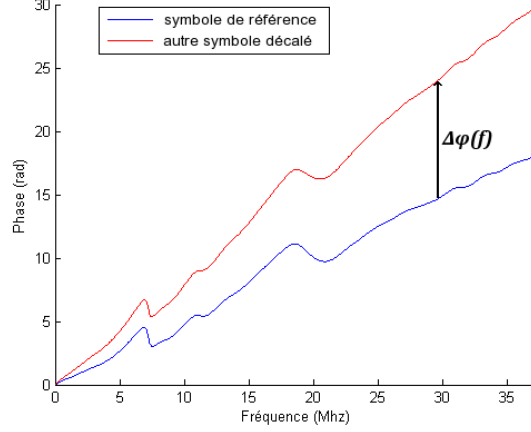


Figure 3.37 : phase du symbole perturbé de référence (en bleu) et de l'autre symbole (en rouge) <sup>1</sup>.

Et on peut exprimer le terme  $\Delta\varphi(f) = \varphi_{per}(f) - \varphi_{ref}(f)$  en fonction du terme  $\Delta t$  :

$$\Delta\varphi(f) = 2\pi * \Delta t * f \quad (3.3)$$

Il suffit donc de connaître la phase du bruit sur chaque porteuse pour estimer le terme  $\Delta t$  et localiser la perturbation par rapport au symbole perturbé de référence.

Malheureusement, la phase au niveau du récepteur n'est connue que modulo  $2\pi$ , ce qui empêche d'estimer la valeur du  $\Delta t$ .

#### 3.3.2.2 Utilisation de la différence de pente.

Pour contourner cela nous allons utiliser la pente de la phase  $\alpha_\varphi(f)$ , définie selon la formule suivante :

$$\alpha_\varphi(f) = \varphi(f) - \varphi(f - \Delta f) \quad (3.4)$$

Où  $\Delta f$  est le pas fréquentiel de la modulation OFDM.

On peut définir  $\Delta\alpha(f)$  comme la différence de pente entre la perturbation et le symbole perturbé de référence à la porteuse  $f$ , ce qui correspond à la formule (3.5).

$$\Delta\alpha(f) = \alpha_{\varphi_{per}}(f) - \alpha_{\varphi_{ref}}(f) \quad (3.5)$$

D'après (3.4) et (3.5) :

$$\Delta\alpha(f) = \varphi_{per}(f) - \varphi_{per}(f - \Delta f) - (\varphi_{ref}(f) - \varphi_{ref}(f - \Delta f)) \quad (3.6)$$

Avec (3.3) on a donc :

$$\Delta\alpha(f) = 2\pi * \Delta t * f - 2\pi * \Delta t * (f - \Delta f) \quad (3.7)$$

Soit :

$$\Delta\alpha(f) = 2\pi * \Delta t * \Delta f \quad (3.8)$$

$\Delta f$  étant le pas fréquentiel de la modulation *OFDM* :

$$\Delta\alpha(f) = 2\pi * \frac{\Delta t}{T_{OFDM}} \quad \forall f \quad (3.9)$$

Avec  $T_{OFDM}$  la durée du symbole *OFDM*.

En l'absence d'autres bruits,  $\Delta\alpha(f)$  est donc une constante. Il est particulièrement intéressant de noter que cette constante est bornée par le terme  $\Delta t/T_{OFDM}$  qui est nécessairement inférieur à 1.

Cette valeur va donc pouvoir être estimée sans introduire l'imprécision du modulo  $2\pi$  que l'on a pour la différence de phase.

### **3.3.2.3 Détection de la position de l'impulsion**

Pour estimer la position de l'impulsion, il va nous falloir déterminer la valeur de  $\Delta\alpha$  : la mesure de la différence de pente de la phase.

Plusieurs solutions complémentaires sont possibles :

- La mesure de  $\Delta\alpha(f)$  sur les porteuses éteintes (valeurs de la *FFT*).
- La mesure de  $\Delta\alpha(f)$  sur les porteuses pilotes (soustraction du symbole reçu au symbole émis, en prenant en compte l'égalisation).
- La mesure de  $\Delta\alpha(f)$  sur les porteuses utiles (soustraction du symbole reçu au symbole estimé, en prenant en compte l'égalisation).

### 3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone

---

Aucune de ces techniques ne nécessite de procéder à des calculs complexes.

Nous allons présenter le fonctionnement de l'algorithme en utilisant uniquement les porteuses éteintes, la technique la plus simple à mettre en œuvre.

Nous allons prendre l'exemple d'une perturbation mesurée susceptible d'affecter le lien électrique.

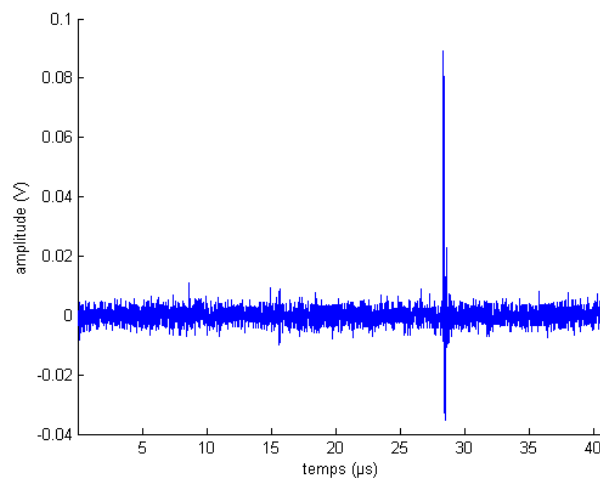


Figure 3.38 : Exemple de perturbation mesurée.

En sortie du processus de *FFT*, il est possible de connaître la phase de cette perturbation et d'estimer le paramètre  $\Delta\alpha(f)$  correspondant à la différence de pente de la phase entre perturbation et onde de référence.

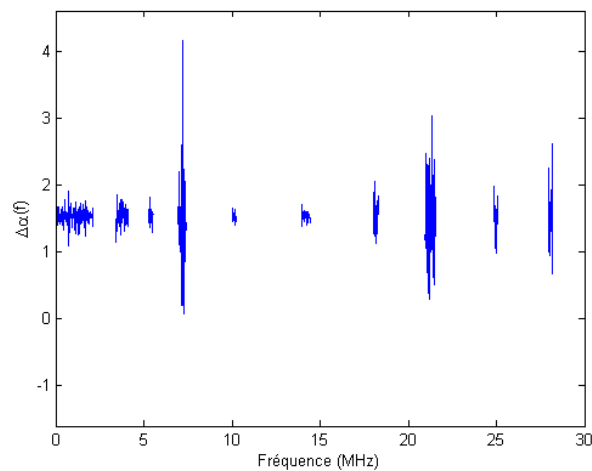


Figure 3.39 :  $\Delta\alpha(f)$  sur les porteuses éteintes.

En raison des autres bruits stationnaires,  $\Delta\alpha(f)$  n'est pas constant. Néanmoins, l'impulsion ayant une énergie plus forte que les autres perturbations, ce déphasage va pouvoir être estimé en pondérant ces valeurs. L'utilisation de la médiane des  $\Delta\alpha(f)$  nous a permis d'obtenir des résultats satisfaisants.

$$\Delta\alpha_{est} = \text{mediane}(\Delta\alpha(f)) \quad (3.10)$$

Néanmoins, des résultats optimaux pourraient être obtenus en pondérant les valeurs en fonction de la *DSP* de la perturbation (on constate en comparant les figures 3.36 et 3.39 que le  $\Delta\alpha(f)$  est bien mieux localisé pour les fréquences où la perturbation a une forte énergie).

Pour l'exemple précédent, on obtient un  $\Delta\alpha_{est}$  de  $87,59^\circ$  soit un  $\Delta t$  de  $9.96 \mu s$ .

#### **3.3.2.4 Annulation de la perturbation**

Il serait possible d'annuler la perturbation dans le domaine temporel à l'aide de la connaissance du  $\Delta t$ . Cependant il serait alors nécessaire d'effectuer une transformée de Fourier du signal débruité.

Une opération équivalente peut être faite dans le domaine fréquentiel : d'après les formules (3.3) et (3.9), la différence de phase entre la perturbation et l'onde de référence peut être estimée par la formule (3.11).

$$\Delta\varphi_{est}(f) = \Delta\alpha_{est} * f * T_{OFDM} \quad (3.11)$$

Dans le domaine fréquentiel, la perturbation est donc égale à:

$$P_{est}(f) = A_{ref}(f) * e^{i\pi(\varphi_{ref}(f) + \Delta\varphi_{est}(f))} \quad (3.12)$$

Il suffit de soustraire cette estimation du signal reçu pour annuler l'effet de la perturbation.

#### **3.3.2.5 Étude de plusieurs formes d'onde**

Cet algorithme peut être utilisé avec plusieurs formes d'onde de référence. Dans ce cas, le paramètre  $\Delta\alpha(f)$  correspondant à la différence de pente de la phase



### 3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone

---

entre la perturbation et la forme de référence doit être calculé pour chaque forme de référence.

Le choix de la forme d'onde de référence correspondant à la perturbation peut être fait en analysant la variance du terme  $\Delta\alpha(f)$ .

En effet, pour la bonne forme d'onde, nous avons vu que  $\Delta\alpha(f)$  était centrée autour de la valeur  $\Delta\alpha_{est}$ . Ce n'est en revanche pas le cas pour une autre forme d'onde comme le montre la figure 3.40.

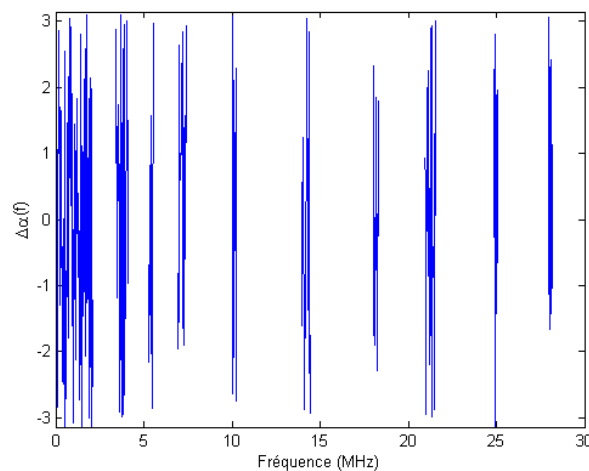


Figure 3.40 :  $\Delta\alpha(f)$  avec une forme d'onde de référence ne correspondant pas à la perturbation.

La sélection de la forme de référence adaptée à la perturbation se fait donc en prenant celle pour laquelle la variance de  $\Delta\alpha(f)$  est la plus faible.

#### 3.3.2.6 Cas des perturbations périodiques asynchrones

Cet algorithme est particulièrement adapté au cas des perturbations périodiques asynchrones qui se répètent de façon tout à fait semblable d'une impulsion à une autre.

Lorsque la période de répétition de ces bruits est inférieure à la période du symbole *OFDM*, l'impulsion élémentaire est susceptible de se produire de  $N$  à  $N+1$  fois (où  $N$  correspond à la valeur entière du rapport entre la durée du symbole *OFDM* sur la période de la perturbation).

Il suffit, pour ces perturbations, d'enregistrer deux formes d'onde de référence, correspondant à ces deux cas possibles.

Ainsi, pour la perturbation de la figure 3.31 qui se répète à  $39\text{ kHz}$  (susceptible de se répéter 1 ou 2 fois pour un symbole de  $40,96\text{ }\mu\text{s}$ ) on va définir, en plus de la forme d'onde de la figure 3.32, une forme d'onde de référence à deux impulsions :

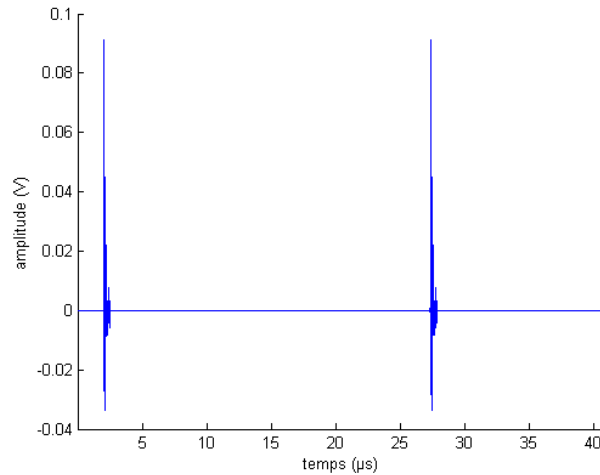


Figure 3.41 : forme d'onde avec deux impulsions décalée de  $39\text{ kHz}$ .

### **3.3.2.7 Optimisation de l'algorithme**

Après avoir appliqué cet algorithme d'annulation à différents enregistrements de bruits, nous avons trouvé deux limitations mineures.

Premièrement, nous avons remarqué que la fréquence de répétition des bruits impulsifs périodiques asynchrones pouvait varier dans le temps.

Ces variations peuvent provoquer une erreur dans l'estimation des différentes formes d'onde puisque l'on va chercher à soustraire un bruit dont la fréquence n'est pas identique à celle du bruit original.

Deuxièmement, si l'impulsion est située au début ou à la fin du symbole *OFDM*, il est possible que celle-ci soit tronquée. Dans ce cas, le système est perturbé par une forme d'onde différente.

### 3.3 Algorithme d'annulation du bruit impulsif périodique asynchrone

---

L'enregistrement de nouvelles formes d'onde, correspondant à des fréquences de répétition plus élevées et à des formes tronquées d'impulsions permet de résoudre ces limitations.

Pour l'analyse des performances effectuée dans la partie suivante, nous avons enregistré une trentaine de formes d'onde possibles à partir de la forme élémentaire de la figure 3.27.

#### **3.3.2.8 Analyse des performances**

Nous avons implémenté notre système d'annulation de bruit sur la chaîne de transmission simplifiée en faisant varier la puissance d'impulsions périodiques asynchrones enregistrées.

Cette chaîne reprend de nombreux paramètres de la modulation *HomePlug AV* (fréquences, porteuses éteintes etc.) mais cette chaîne n'implémente ni les procédés d'allocation binaire (MAQ-16 pour toutes des porteuses), ni le codage de canal.

La forme élémentaire a été définie manuellement à partir d'une analyse graphique des enregistrements.

L'algorithme que nous avons présenté a été mis en œuvre. La détection de la position des impulsions est faite uniquement à partir de la mesure de  $\Delta\alpha(f)$  sur les porteuses éteintes.

Pour déterminer si l'algorithme a été efficace à priori, une mesure de l'erreur quadratique moyenne entre le symbole reçu et le symbole décodé est effectuée. Si cette erreur quadratique moyenne a augmenté avec l'algorithme, on revient au symbole reçu original (ce qui permet d'éviter de détériorer les performances si aucune impulsion n'est présente ou si l'impulsion n'est pas détectée).

Le taux d'erreur binaire brut entre les données émises et les données décodées est ensuite calculé en mettant en place ou non l'algorithme.

La figure 3.42 présente l'évolution du taux d'erreurs binaires avec et sans l'algorithme.

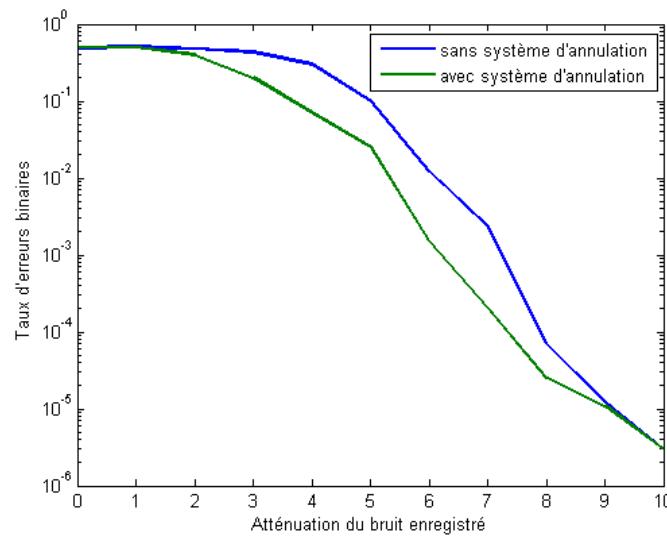


Figure 3.42 : Performances de l'algorithme d'annulation.

On constate sur cette courbe une nette amélioration du TEB. Il faut néanmoins préciser que ces bonnes performances ont été obtenues pour des bruits où la contribution d'impulsions périodiques asynchrones est significative sur la DSP du signal reçu.

Si l'énergie des impulsions n'est pas nettement supérieure au reste du bruit stationnaire, le système peut ne pas parvenir à localiser la position des impulsions. Cette limitation n'est pas problématique, puisque lorsque les impulsions périodiques asynchrones de faible énergie ont un impact bien moindre sur le débit.

Cet algorithme a donc un intérêt particulier puisque son efficacité augmente avec la puissance et l'effet de la perturbation. Il sera donc particulièrement utile de le mettre en œuvre dans le cadre de l'augmentation du débit minimum des systèmes.

Au delà des perturbations périodiques asynchrones, des études en cours semblent aussi indiquer que la forme des bruits impulsifs aperiodiques et périodiques synchrones pouvait être identique d'une impulsion à l'autre.

Il est donc probable que cet algorithme puisse être implémenté pour lutter contre ces phénomènes.

## **3.4 Retransmission sans requête des données erronées**

Nous allons maintenant présenter un algorithme de retransmission sans requête des données erronées. En raison de l'impossibilité d'implémenter cet algorithme au niveau d'une chaîne de transmission pour évaluer ses performances et sa faisabilité, nous allons nous contenter de décrire le principe de retransmission.

### **3.4.1 Principe de l'algorithme**

Nous avons vu dans la partie 2.2.5.1.5 que les bruits impulsifs asynchrones qui perturbent les transmissions sur le réseau électrique était généralement présents au niveau de la réception (d'où la perturbation) mais aussi au niveau de l'émission.

Pour lutter contre ce type de phénomènes, il est possible de demander au niveau de récepteur une retransmission des données (cf. partie 1.4.3.3.4). Cependant, ce procédé nécessite d'attendre le décodage des données, l'estimation de l'erreur de transmission (erreur dans le code de redondance cyclique), le temps d'envoi de la requête et la réception des données de correction.

Puisque le bruit perturbateur est présent au niveau de l'émetteur, nous avons imaginé un système de retransmission sans requête, où des données de correction sont automatiquement envoyées dès qu'une impulsion est détectée au niveau de l'émission.

### **3.4.2 Implémentation**

La principale difficulté est d'implémenter un système de détection d'erreurs au niveau de l'émetteur. Deux obstacles particulièrement contraignants nécessitent d'être contournés :

- Le signal émis par le modem couvre le bruit reçu.
- Les modems ne peuvent pas émettre et recevoir simultanément.

Concernant le deuxième point, il s'agit d'une technique d'implémentation qui doit être résolu à la conception des produits *CPL*.

Nous allons donc nous concentrer sur les techniques de détection qui puissent fonctionner même lorsque le niveau du signal dépasse le niveau de bruit reçu.

#### **3.4.2.1 Système à annulation d'écho**

Un système à annulation d'écho pourrait résoudre en partie ce problème : comme le signal émis est connu, il suffit d'estimer la réflexion qui se produit sur le canal pour éliminer la contribution du signal émis au niveau de la partie réception de l'émetteur.

Cependant, cette technique est particulièrement complexe à implémenter : elle nécessite une bonne connaissance de la réflexion du canal et peut engendrer de fausses détections du bruit en cas de variation du canal.

De plus, le niveau de signal au niveau de l'émission impose d'avoir de faibles coefficients du *Contrôleur Automatique de Gain*, ce qui va diminuer la sensibilité de la réception et donc de la détection du bruit impulsif.

Il faut d'ailleurs mentionner que c'est principalement cette différence de niveau entre le signal émis et le signal reçu qui limite les possibilités de faire du full-duplex (émission et réception en simultané) sur ligne électrique.

#### **3.4.2.2 Détection sur les porteuses éteintes**

Une autre possibilité, qui ne nécessite pas de faire de l'annulation d'écho, consiste à mesurer le niveau de bruit sur les porteuses éteintes.

Nous ne décrirons pas cette technique, qui a été longuement abordée dans ce chapitre, mais son utilisation est tout à fait possible au niveau de l'émetteur d'autant plus qu'il n'existe alors aucun problème de synchronisation.

Cette technique semble être théoriquement réalisable : 63 % des bruits affectant plus de 1000 cellules à la réception ont pu être détectés au niveau de l'émission sur les porteuses éteintes (contre 70 % en prenant en compte l'ensemble des porteuses).

En revanche, elle pose toujours des problèmes d'implémentation puisque le bruit de quantification reste déterminé par le signal émis sur les porteuses utiles.

De plus, il est nécessaire d'effectuer une *Transformée de Fourier Rapide* des données reçues au niveau de l'émetteur. Cette opération peut poser quelques problèmes car l'algorithme de Fourier est généralement partagé entre l'émetteur et le récepteur d'un même modem.

#### 3.4.3 Conclusion sur la retransmission sans requête

Nous avons montré dans la partie 2.2.5.1.5 qu'une grande partie des perturbations apériodiques pouvait être détectée au niveau de l'émetteur.

Pour le moment, les systèmes actuels luttent relativement bien contre ce type de perturbations, notamment en utilisant des systèmes de retransmission. L'impact au niveau de l'utilisateur est faible, puisque les systèmes qui utilisent les *CPL* (*TV* par *IP*, internet) ont des mémoires (*buffer*) qui peuvent accepter un certain retard dans l'arrivée des données.

Pour que cette idée de retransmission sans requête puisse être implémentée, il est nécessaire que 2 points soient rigoureusement abordés :

Premièrement, il faut analyser si des systèmes temps réel (e.g. jeux vidéo en ligne, téléphonie...) pourraient bénéficier d'une technique de retransmission plus rapide. L'implémentation d'une technique n'est en effet envisageable que si elle a une utilité.

Deuxièmement, il est nécessaire de réfléchir sur la faisabilité et les coûts que représenterait l'implémentation d'un système de mesure du bruit au niveau de l'émetteur. Il faut alors prendre en compte l'effet d'une impédance différente au niveau de l'émission et de la réception, l'effet du bruit de quantification, la nécessité de disposer de deux *Transformées de Fourier Rapides* etc.

### 3.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre diverses techniques adaptées à la lutte contre les perturbations électromagnétiques. Ces techniques de détection et de mitigation des bruits impulsifs constituent de véritables améliorations de techniques existantes, que ce soit en termes de performance ou de complexité.

En tirant parti des mesures de bruit que nous avons fait sur le réseau électrique, il a été possible de définir des systèmes de détection sur les porteuses éteintes, des optimisations de l'algorithme de *Matsuo* et de système de lutte contre les perturbations périodiques asynchrones à partir d'un apprentissage des formes d'onde de ces impulsions.

Ces évolutions successives ont notamment permis d'aboutir à un algorithme dont l'efficacité est particulièrement intéressante au vu de sa très faible complexité.

Ces mesures et ces constats nous ont aussi permis d'imaginer un système de retransmission sans requête des données erronées, ce qui offre des perspectives d'études ultérieures pour quantifier son intérêt et pour estimer l'ajout de complexité qu'il introduit.





## Chapitre 4

### Diminution du bruit de quantification du Convertisseur Analogique/Numérique

#### 4.1 Introduction

##### 4.1.1 Présentation du bruit de quantification

Nous avons vu dans le chapitre 1 (partie 1.4.4) que les systèmes de transmission sur ligne électrique utilisaient en réception un système de *Convertisseur Analogique/Numérique* (*CAN* ou *DAC – Digital to Analog Converter*). Comme son nom l'indique, un *CAN* transforme des données analogiques en valeurs numériques (par exemple une tension de  $0,721\text{ V}$  en la valeur binaire  $1011100_b$ ). Cette étape est indispensable avant de traiter numériquement les données avec des opérations numériques telles que la *Transformée de Fourier Rapide*.

Cependant, cette opération introduit une imprécision, puisque la valeur du signal est donnée à un bit près : la valeur binaire  $1011100_b$  code en fait une tension de  $0,732\text{ V}$ .

Cette imprécision peut se traduire par un bruit blanc équivalent, qui représente le plancher de bruit du *Convertisseur Analogique/Numérique* et dont le niveau constant dépend du nombre de bits du *Convertisseur Analogique/Numérique* (cf. annexe III).

Le *Rapport Signal/Bruit* sur la porteuse  $c$  ( $RSB_c$ ) au niveau du récepteur peut être exprimé selon la formule (4.1) :

$$RSB_c = \frac{P_{signal_c}}{P_{bruit_c} + P_{quantification}} \quad (4.1)$$

Où

- $P_{signal_c}$  est la puissance du signal sur la porteuse  $c$ .
- $P_{bruit_c}$  est la puissance du bruit réel sur la porteuse  $c$ .
- $P_{quantification}$  est le niveau du bruit de quantification.

### 4.1.2 Effet du Contrôleur Automatique de Gain

Pour limiter le bruit de quantification du *Convertisseur Analogique/Numérique*, il est possible d'amplifier le signal en entrée de celui-ci comme cela est indiqué dans l'annexe III.

Sur les modems *CPL*, comme les *Convertisseurs A/N* ont une plage de fonctionnement limitée (par exemple  $[-1V +1V]$ ), un *Contrôleur Automatique de Gain* (*CAG* ou *AGC - Automatic Gain Control*) ajuste l'amplitude du signal temporel à cette plage de fonctionnement :

- Si le signal reçu est supérieur à la plage de fonctionnement, le *CAG* va atténuer le signal afin d'éviter que celui-ci soit trop écrêté.
- Si le signal reçu est inférieur à la plage de fonctionnement, le *CAG* va amplifier le signal afin d'utiliser l'ensemble de la plage de fonctionnement du *CAN*.

En présence d'un *Contrôleur Automatique de Gain*, le *Rapport Signal/Bruit* sur la porteuse  $c$  en sortie du *Convertisseur Analogique/Numérique* peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$RSB_c = \frac{P_{signal_c} * G_{CAG}}{P_{bruit_c} * G_{CAG} + P_{quantification}} \quad (4.2)$$

Où

- $G_{CAG}$  est le gain du *Contrôleur Automatique de Gain*.

On constate d'après cette formule que la contribution du bruit de quantification sur le *RSB* va diminuer lorsque le gain du *CAG* va augmenter (une autre façon de présenter l'effet d'un gain sur le bruit de quantification est présentée dans l'annexe III).

Il semble donc particulièrement intéressant d'amplifier au maximum le signal avant d'effectuer une conversion analogique/numérique. Cette amplification doit rester limitée afin de ne pas trop écrêter le signal. En pratique, un compromis doit être trouvé entre bruit d'écrêtage et bruit de quantification afin d'optimiser le fonctionnement du système.

### 4.1.3 Exemple d'impact du bruit de quantification

Nous allons étudier l'impact du bruit de quantification sur une chaîne de transmission simplifiée. Pour cette simulation, les calculs de transmission du signal sont effectués en virgule flottante. Afin de modéliser l'impact du bruit de quantification, ce signal analogique équivalent est arrondi à l'aide de la formule (III.5) de l'annexe III. On choisit pour cet exemple un gain  $G_{IN}$  tel que l'amplitude maximale du signal "numérisé" corresponde à la valeur maximale du signal analogique (aucun bruit d'écroulement).

Prenons l'exemple d'un canal mesuré sur lequel un spectre de type *HomePlug AV* (cf. figure 4.1) est transmis :

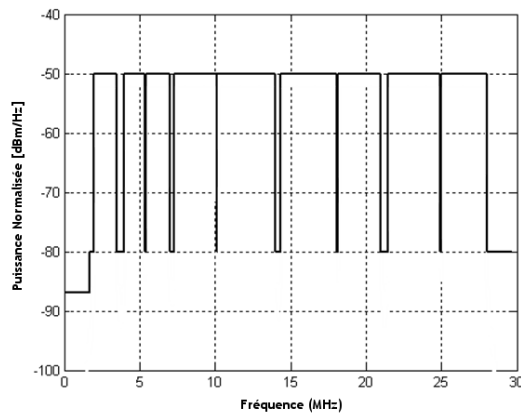


Figure 4.1 : Spectre d'émission normal.

Au niveau du récepteur, le signal reçu est défini par la convolution du signal émis avec la réponse impulsionnelle du canal et par le niveau de bruit au niveau du récepteur. La figure 4.2 présente un exemple de signal reçu avec un bruit mesuré à l'analyseur de spectre et une fonction de transfert mesurée à l'analyseur de réseau.

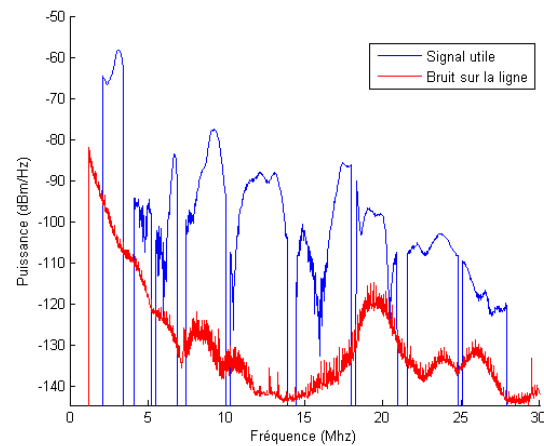


Figure 4.2 : Caractéristiques du signal reçu.

C'est en fonction de ce *Rapport Signal/Bruit* que l'on va pouvoir allouer plus ou moins de données sur chacune des porteuses (cf. partie 1.4.3.2.2 page 54).

La figure 4.3 présente l'allocation binaire obtenue avec le *Rapport Signal/Bruit* de la figure 4.2. Cette allocation binaire est estimée avec l'algorithme fourni par notre partenaire (cf. partie 1.4.3.2.2).

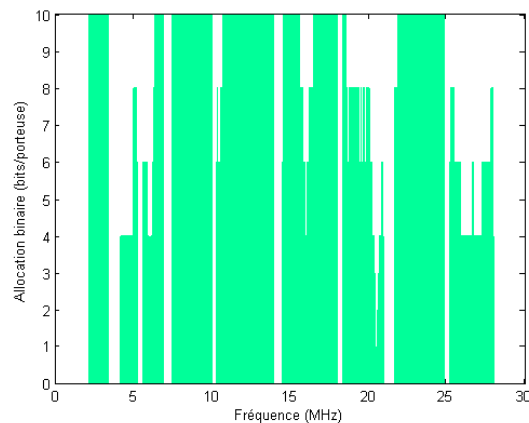


Figure 4.3 : Débit théoriquement atteignable.

Avec une telle allocation binaire, un débit brut de *160 Mbits/s* pourrait être atteint par le système.

Le niveau temporel du signal reçu, correspondant au niveau spectral de la figure 4.2 est décrit sur la figure 4.4.

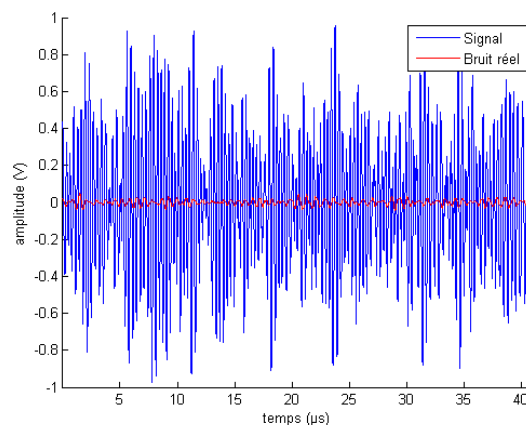


Figure 4.4 : Signal temporel reçu.

Ce signal va être légèrement amplifié (environ  $0,5 \text{ dB}$ ) par le *Contrôleur Automatique de Gain* afin d'ajuster l'amplitude temporelle du signal reçu à la plage de fonctionnement du *Convertisseur Analogique/Numérique*.

La figure 4.5 présente le niveau de signal reçu (en bleu) ainsi que le bruit réel (en vert) tous deux amplifiés par le *Contrôleur Automatique de Gain*. Le bruit considéré par le modem en sortie du *Convertisseur Analogique/Numérique* est en rouge et tient compte de l'effet de la quantification avec un CAN sur 8 bits.

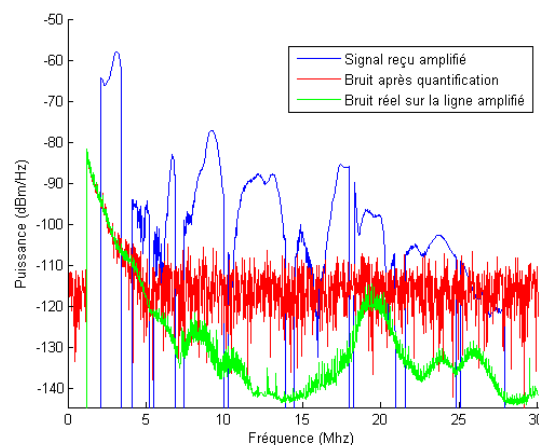


Figure 4.5 : Niveau de signal et de bruit reçu après Contrôleur Automatique de Gain.

On constate sur cette figure que le plancher du bruit de quantification est bien supérieur au bruit réel sur la ligne. À l'exception des fréquences situées en dessous de  $5 \text{ MHz}$ , c'est donc le bruit de quantification qui va définir le niveau de

## 4.1 Introduction

bruit vu par le modem : ce bruit va donc avoir un impact direct sur l'allocation binaire et donc sur le débit.

La figure 4.6 présente l'allocation binaire qu'il serait possible d'obtenir avec un tel *Rapport Signal/Bruit*. Le débit correspondant est de *99 Mbits/s* soit une baisse de près de 38 % par rapport au débit de *160 Mbits/s* théoriquement possible sur la ligne.

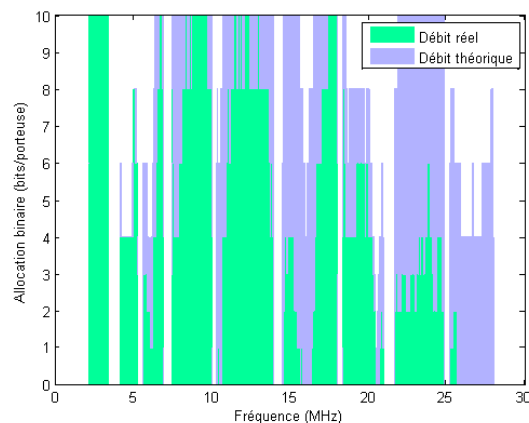


Figure 4.6 : Débit réel pouvant être obtenu avec un CAN sur 8 bits.

L'augmentation du nombre de bits du *CAN* diminue très fortement l'impact du bruit de quantification sur le débit :

- Avec un *CAN* sur 10 bits, la baisse de débit est de l'ordre de 15 % pour le canal étudié (Les systèmes utilisent a priori ce type de *CAN*).
- Cette baisse tombe à 3 % avec un *CAN* sur 12 bits.

Cependant, il n'est pas nécessairement souhaitable d'augmenter le nombre de bits du *CAN* car cela va avoir un impact direct sur le coût et la complexité du système : non seulement au niveau des convertisseurs mais surtout pour les autres étapes du traitement numérique qui devront traiter plus de données (e.g. *FFT*).

Nous allons ici proposer 2 solutions pour limiter l'impact du bruit de quantification. Ces solutions sont des alternatives à l'augmentation du nombre de bits du *CAN*.

## 4.2 Optimisation de la puissance d'émission en fonction du bruit de quantification à la réception

Cette première amélioration va consister à diminuer la puissance émise sur certaines porteuses afin de réduire l'amplitude du signal reçu au niveau du *Convertisseur Analogique/Numérique*. Cette technique va permettre d'augmenter le gain du *Contrôleur Automatique de Gain* ce qui va engendrer une baisse de l'impact du bruit de quantification.

### 4.2.1 Principe de fonctionnement

La puissance du signal reçu n'est généralement pas constante sur toute la bande : certaines fréquences ont parfois des niveaux beaucoup plus élevés que d'autres. Pour notre exemple, la figure 4.7 montre que le niveau de puissance reçue est bien plus important entre 1 et 4 MHz que pour le reste du spectre de transmission.

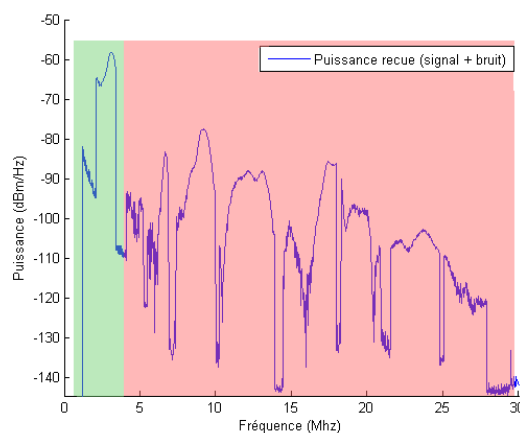


Figure 4.7 : Densité spectrale de la puissance reçue.

Le signal temporel correspondant à ces différentes parties du spectre nous montre que la contribution des porteuses situées entre 1 et 4 MHz est bien plus importante, en terme d'amplitude du signal temporel, que celle de l'ensemble des autres porteuses, comme le montre la figure 4.8.



## 4.2 Optimisation de la puissance d'émission en fonction du bruit de quantification à la réception

---

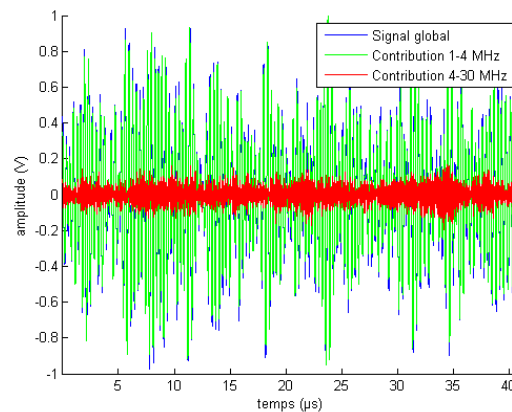


Figure 4.8 : Contribution des fréquences sur l'amplitude du spectre.

Puisque les paramètres du *Contrôleur Automatique de Gain* ne dépendent que de l'amplitude temporelle du signal, ce sont donc les porteuses situées entre 1 et 4 MHz qui vont déterminer le coefficient d'amplification de celui-ci.

Par conséquent, la forte puissance du signal entre 1 et 4 MHz va limiter l'amplification du CAG, ce qui aura pour conséquence d'augmenter l'impact du bruit de quantification sur l'ensemble des porteuses. C'est donc en partie cette puissance qui limitera l'allocation binaire pour les porteuses situées entre 4 et 30 MHz.

Sur la base de ces observations, nous proposons de limiter la puissance émise sur certaines porteuses afin de limiter la puissance reçue sur certaines parties du spectre.

### 4.2.2 Adaptation du masque de puissance selon la fréquence

La figure 4.9 présente un exemple de masque de puissance d'émission défini pour limiter la puissance de réception à  $-80 \text{ dBm/Hz}$  sur l'ensemble des porteuses. Ce niveau arbitraire est choisi à titre d'exemple et ne constitue en aucun cas un seuil optimal.

Le signal émis est donc atténué de 20 dB entre 2 et 2,8 MHz de 26 dB entre 2,8 et 3,4 MHz et de 6 dB entre 9 et 10 MHz. Pour les autres fréquences, le masque ne subit pas d'atténuation particulière.

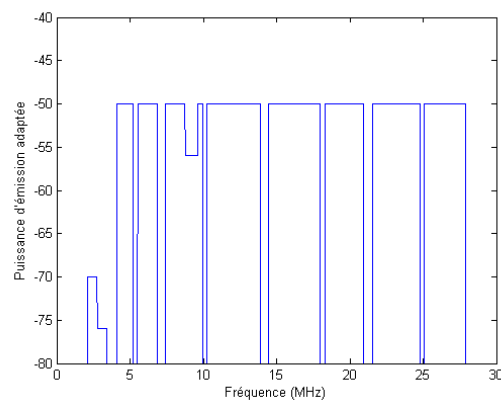


Figure 4.9 : Masque d'émission optimisé.

La figure 4.10 présente la puissance reçue en utilisant ce masque de puissance au niveau de l'émetteur.

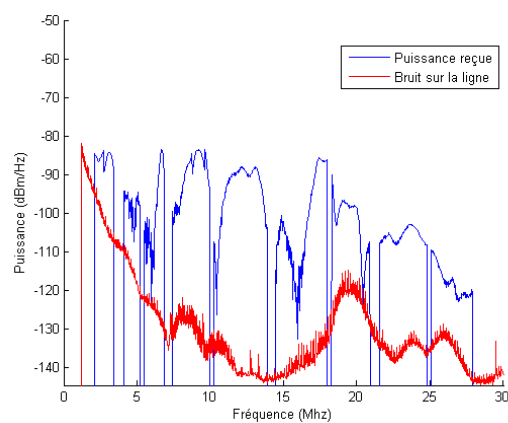


Figure 4.10 : Puissance et bruit reçus avec une émission de puissance atténuée.

Le signal temporel correspondant à cette puissance est donné sur la figure 4.11.

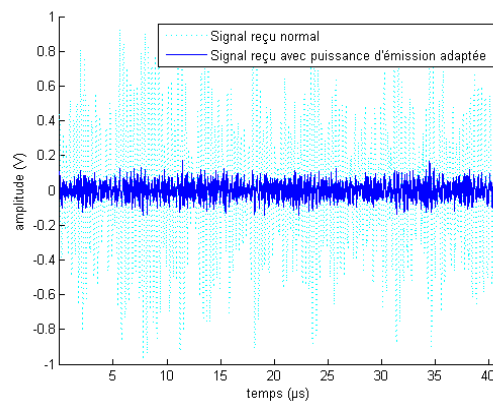


Figure 4.11 : Amplitude du signal reçu avec adaptation de la puissance d'émission.

## 4.2 Optimisation de la puissance d'émission en fonction du bruit de quantification à la réception

On constate que le niveau du signal est bien inférieur avec adaptation de la puissance que sans (en pointillés).

### 4.2.3 Impact sur le débit

Avec une amplitude du signal reçu plus faible, le *Contrôleur Automatique de Gain* va augmenter son amplification (en le portant pour cet exemple à 14,5 dB, soit une augmentation de 14 dB par rapport au cas précédent). Comme cette amplification se fait sur le signal reçu et sur le bruit réel (sans modification du *Rapport Signal/Bruit*), le bruit réel va être moins "noyé" par le bruit de quantification. On constate en effet sur la figure 4.12 que le niveau du bruit de quantification est beaucoup plus proche du bruit réel amplifié.

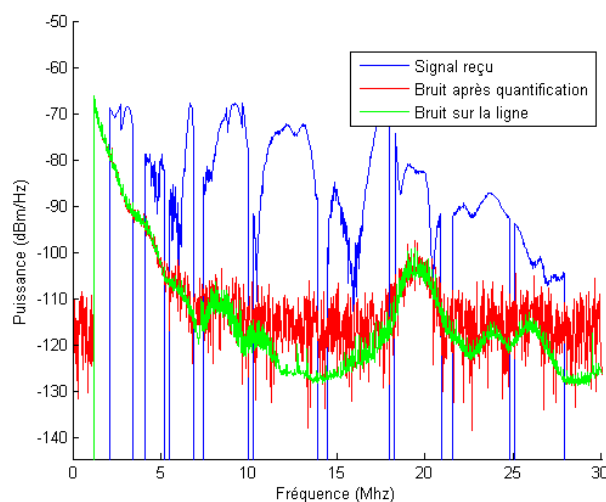


Figure 4.12 : Niveau de signal et de bruit reçu après Contrôleur Automatique de Gain avec une puissance d'émission adaptée.

Évidemment, le *Rapport Signal/Bruit* a baissé pour les porteuses qui ont été atténuées mais cela est compensé par une diminution du bruit après quantification sur les autres porteuses.

Lorsque l'on effectue l'allocation binaire sur ce nouveau spectre, on peut voir les pertes et les gains en débit que l'on observe sur l'ensemble des porteuses.

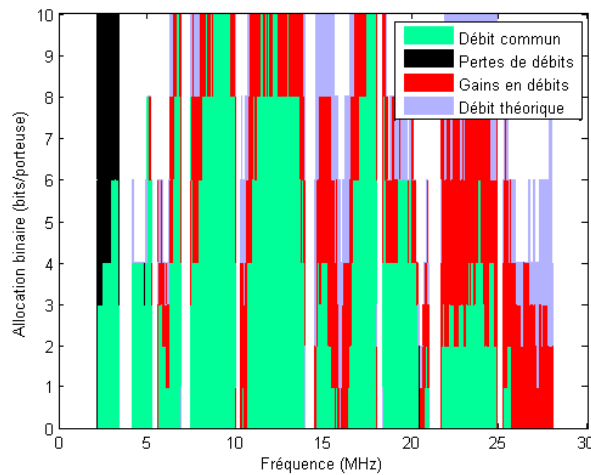


Figure 4.13 : Gains et pertes de débit sur l'allocation binaire.

On voit clairement sur cette figure que le débit que l'on a perdu entre 0 et 4 MHz est largement compensé par l'augmentation du nombre de données sur les autres porteuses.

Cette méthode permet sur cet exemple d'atteindre un débit global de 138 Mbits/s soit une augmentation de près de 40 % du débit par rapport à un spectre d'émission constant.

Ce pourcentage d'augmentation est évidemment moindre lorsque l'on augmente le nombre de bits du *Convertisseur Analogique/Numérique*. Sur notre exemple, le gain est de 11 % lorsque celui-ci fonctionne sur 10 bits et de moins de 1 % pour un CAG de 12 bits.

Si ce paragraphe a permis de valider sur un exemple l'utilité de la limitation de la puissance à l'émission, il reste à trouver un algorithme d'allocation de puissance optimal qui définisse le niveau de puissance d'émission adéquat en fonction de l'ensemble des paramètres qui entrent en jeu (Niveau de bruit réel, bruit de quantification, allocation binaire, codage de canal etc.).

#### 4.2.4 Conclusion

Nous avons vu sur un exemple que cette méthode permettait d'offrir de sensibles améliorations des performances, notamment lorsqu'elle est utilisée avec des

### 4.3 Utilisation d'un contrôle de gain sélectif en fréquence

---

*Convertisseurs A/N* fonctionnant sur un faible nombre de bits (8 ou 10) et sur des canaux sélectifs en fréquences.

De plus, l'implémentation de cette technique peut être faite sans rajouter de complexité puisque l'ajustement de la puissance d'émission est une opération particulièrement simple à mettre en œuvre avec des modulations de type *OFDM*.

Il reste néanmoins à définir des algorithmes optimaux pour définir la puissance d'émission en fonction de l'ensemble des paramètres qui rentrent en jeu. Idéalement, un algorithme qui gèrerait de façon conjointe l'allocation binaire et l'allocation de puissance devrait permettre de maximiser le débit en sortie du codage de canal (pour un *Taux d'Erreurs Binaires* fixé).

Dans tous les cas, même si le gain apporté par cette technique est relativement faible lorsque le nombre de bits du *Convertisseur Analogique/Numérique* est élevé, elle pourrait se révéler utile avec l'augmentation de la bande de fonctionnement des systèmes *CPL* (la dynamique du signal temporel étant lié à la bande de fonctionnement des systèmes).

### **4.3 Utilisation d'un contrôle de gain sélectif en fréquence**

Cette deuxième approche a également pour objectif de diminuer l'impact du bruit de quantification en limitant l'amplitude du signal reçu au niveau du *Convertisseur Analogique/Numérique*. Cette fois-ci, la limitation est effectuée à la réception avec un *Contrôleur Automatique de Gain* qui devra pouvoir être capable d'amplifier plus ou moins le signal en fonction de la fréquence. En amplifiant plus les porteuses où le niveau de signal est le plus faible, cette technique va permettre de limiter l'impact du bruit de quantification.

#### **4.3.1 Introduction**

Le principal inconvénient de la méthode précédente est de limiter la puissance d'émission sur certaines porteuses, ce qui va diminuer le *Rapport Signal/Bruit* sur ces porteuses au niveau de la réception.

Nous allons décrire dans cette partie l'utilisation d'un *Contrôle de Gain Sélectif en Fréquence (CGSF)* au niveau du récepteur. Cette technique vise à remplacer le *Contrôleur Automatique de Gain*, qui applique un gain égal sur l'ensemble des porteuses, par un système d'amplification plus ou moins important selon la fréquence.

### 4.3.2 Principe de fonctionnement

Nous allons donc remplacer le *Contrôleur Automatique de Gain* par un *Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence (CGSF)* sur notre chaîne de transmission. Ce système pourra être autonome ou être géré après le traitement des données (par exemple au niveau de la couche *MAC – Medium Access Layer*).

La figure 4.14 présente un exemple de gain adapté au signal reçu présenté sur la figure 4.2. Ce gabarit est calculé pour limiter la puissance du signal reçu sur les porteuses situées entre 1,6 et 3,7 MHz et entre 5,3 et 10,1 MHz. Le gain global de ce gabarit est également calculé pour limiter l'amplitude du signal dans la bande de fonctionnement du *Convertisseur Analogique / Numérique*.

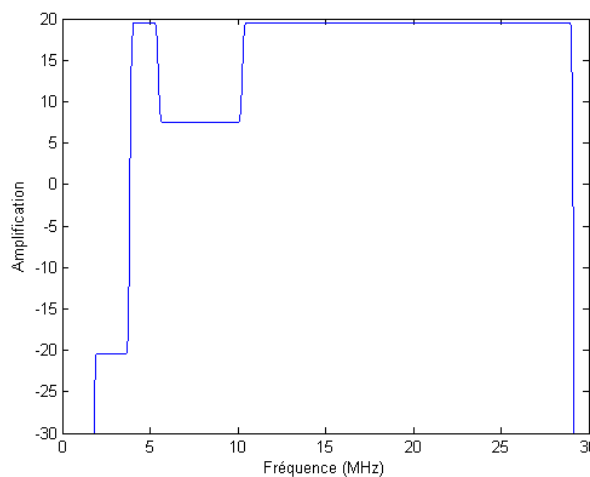


Figure 4.14: Exemple de gabarit du Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence.

Évidemment, la réponse fréquentielle de ce contrôleur de gain va dépendre du niveau du signal reçu et devra donc être programmable pour pouvoir s'adapter à l'ensemble des configurations possibles du réseau électrique.

### 4.3 Utilisation d'un contrôle de gain sélectif en fréquence

N'ayant pas trouvé un tel dispositif dans la littérature pour ces fréquences de fonctionnement (des systèmes existent néanmoins dans le domaine de l'audio), nous proposerons dans la partie 4.3.4 un mode de réalisation particulier.

#### 4.3.3 Impact sur le débit

La figure 4.15 présente le niveau de signal et de bruit en sortie du *Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence* utilisant le masque de gain de la figure 4.14.

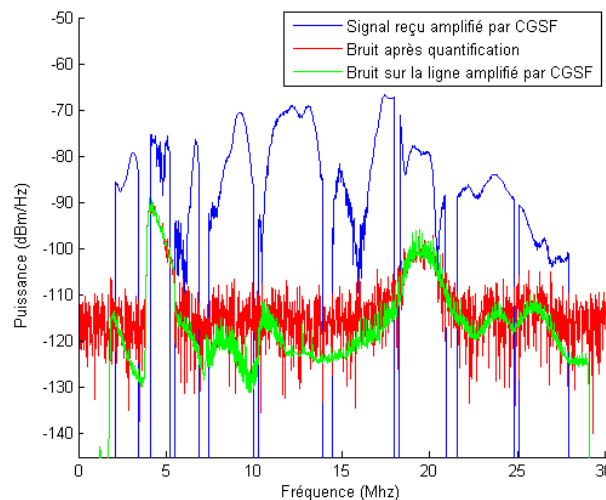


Figure 4.15 : Niveau de signal et de bruit reçu avec un Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence.

Contrairement à la première méthode que nous avons exposée qui limitait la puissance en émission, l'utilisation d'un *Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence* ne modifie pas le *Rapport Signal/Bruit* au niveau du récepteur (signal utile et bruit sont amplifiés de la même façon).

Sur les porteuses où le gain est le plus faible, cette technique risque de donner un poids plus important au bruit de quantification mais cela est largement compensé par la diminution de l'effet de ce même bruit sur l'ensemble des autres porteuses.

En effet, lorsque l'on effectue l'allocation binaire sur ce nouveau spectre, on peut voir que les pertes sur les porteuses situées entre 0 et 4 MHz sont beaucoup moins sensibles que pour la méthode de réduction de la puissance d'émission (cf. figures 4.16 et 4.13).

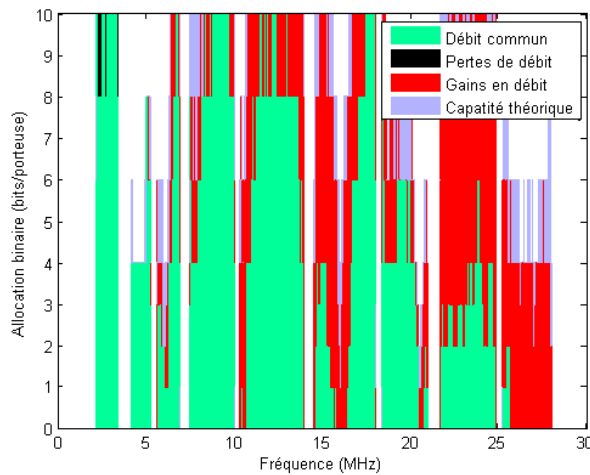


Figure 4.16 : Gains et pertes de débit sur l'allocation binaire.

Sur cet exemple, un débit global de  $152 \text{ Mbits/s}$  a été atteint avec un *Convertisseur Analogique/Numérique* fonctionnant sur 8 bits (soit une augmentation de près de 50 % du débit et respectivement 13% et 1% pour des CAG fonctionnant sur 10 et 12 bits).

Comme pour l'algorithme précédent, il serait nécessaire de définir un algorithme optimal qui définisse le gain que doit avoir le *Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence* en fonction de la fréquence. Encore une fois, cet algorithme devra prendre en compte l'ensemble des paramètres qui rentrent en jeu lors du processus d'allocation binaire.

#### 4.3.4 Mode de réalisation d'un Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence

Afin de mettre en œuvre ce système, nous proposons un modèle de contrôle de gain sélectif en fréquence : le signal reçu est divisé en  $N$  branches isolées par des filtres passe bande.

La fréquence de coupure de ces filtres est fixe et est déterminée afin que l'ensemble du spectre soit couvert par la combinaison des différents filtres.

Il n'est pas nécessaire que ces filtres soient particulièrement sélectifs en fréquence, des filtres d'ordre 1 ou 2 conviennent ce qui permet de limiter la complexité du système.



### 4.3 Utilisation d'un contrôle de gain sélectif en fréquence

Pour chacun de ces filtres, un gain variable est appliqué. Les différentes valeurs de gain sont ajustées par l'intermédiaire d'une commande de gain qui pourra avantageusement tirer partie des informations du canal connues par le modem (*Rapport Signal/Bruit*, etc.).

Cette commande devra être faite de façon à optimiser le *Rapport Signal/Bruit* en sortie du *Convertisseur Analogique/Numérique* en prenant en compte le bruit de quantification et le bruit d'écrêtage du signal.

La figure 4.17 présente une architecture possible pour le système.

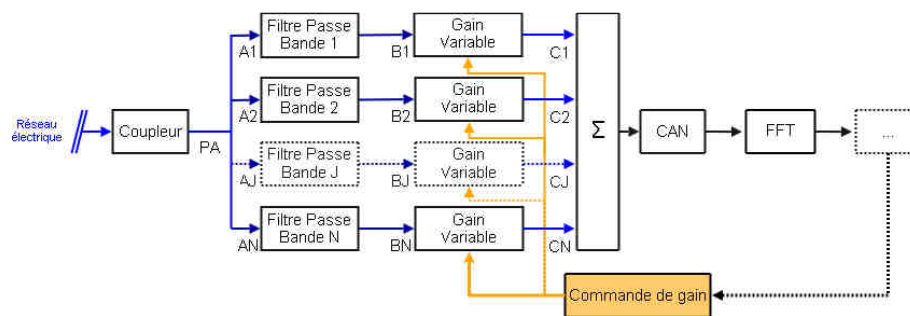


Figure 4.17 : Architecture du Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence.

La complexité de l'implémentation de ce système est directement liée au nombre de filtres nécessaires pour une optimisation du fonctionnement.

Un compromis doit être trouvé pour limiter au mieux la complexité du système et améliorer les performances. Les résultats que nous avons présentés sont obtenus en utilisant 6 filtres dont les fréquences de coupure sont données sur le tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Fréquences de coupure pour les filtres passe bande.

Filtre	Fréquences de coupure (MHz)
Filtre 1	1,6 - 3,7
Filtre 2	3,7 - 5,3
Filtre 3	5,3 - 10,1
Filtre 4	10,1 - 14,2
Filtre 5	14,2 - 21,3
Filtre 6	21,3 - 29

Ces fréquences de coupure utilisent les valeurs des bandes éteintes afin de minimiser les possibles imprécisions des filtres. Cette technique n'est pas indispensable puisqu'il suffit de s'assurer que l'ensemble du spectre soit couvert sans discontinuité.

### 4.3.5 Démonstrateur

Pour prouver l'intérêt de cette technique, nous avons utilisé un démonstrateur fonctionnant avec un système *HomePlug AV* de marque *Devolo*.

Un canal de transmission électrique réel a été étudié à l'aide d'un analyseur de réseau et avec un analyseur de spectre afin de déterminer les porteuses pour lesquelles le niveau de signal reçu serait le plus élevé.

Un filtre analogique a été conçu pour filtrer ces fréquences en amont du *Contrôleur Automatique de Gain* présent dans le modem en réception (l'utilisation conjointe d'un filtre analogique sélectif en fréquence et d'un *Contrôleur Automatique de Gain* est équivalent à notre *Contrôleur de Gain Sélectif en Fréquence*).

Ce filtre sélectif en fréquence (mais non programmable) a été inséré dans une prise gigogne présentée sur la figure 4.18.



Figure 4.18 : Prise gigogne incluant un filtre.

Ce dispositif a été utilisé avec des modems *HomePlug AV Devolo* lors de la transmission d'un flux haut débit sur le canal de transmission étudié.

Ce démonstrateur a montré un gain en débit de l'ordre de 15 % sur le canal de transmission étudié, en plaçant simplement le filtre entre la prise et le modem qui recevait le flux.

##### 4.3.6 Conclusions

Le dispositif que nous avons décrit est destiné à remplacer le *Contrôleur Automatique de Gain* afin d'introduire une sélectivité fréquentielle dans l'amplification du signal.

Les performances de ce système ont été montrées aussi bien par des simulations que par la réalisation d'un prototype adapté à un canal de transmission réel.

Ce gain en performance introduit néanmoins une augmentation de la complexité du système de contrôle du gain.

Il convient donc de comparer la complexité, le coût et les performances de cette technique par rapport à d'autres alternatives comme l'augmentation du nombre de bits du *Convertisseur Analogique/Numérique* afin de déterminer dans quelle mesure cette technique peut être déployée pour améliorer les performances des systèmes.

#### 4.4 Conclusions

Deux techniques de réduction de l'impact du bruit de quantification ont été présentées dans ce chapitre. Ces deux techniques s'appuient sur le fait que la puissance du signal reçu au niveau du modem varie fortement en fonction de la fréquence.

La première technique consiste en un système d'ajustement du masque de puissance à l'émission dans le but de diminuer l'amplitude temporelle du signal reçu.

La seconde technique consiste à introduire une sélectivité fréquentielle dans le *Contrôleur Automatique de Gain* : le gain est limité pour certaines fréquences et est augmenté pour d'autres.

Dans les deux cas, nous avons montré sur des simulations que ces techniques permettaient d'augmenter le débit global grâce à une baisse du bruit de

quantification. Si la seconde technique est un peu plus complexe à mettre en œuvre, c'est aussi celle qui présente les meilleures performances.

En perspective, il reste à définir pour ces méthodes des algorithmes optimisés pour l'ajustement respectivement du masque de puissance et des niveaux de gains selon la fréquence. Ces algorithmes devront prendre en compte l'ensemble des paramètres qui rentrent en jeu afin de maximiser le débit en sortie du codage de canal (pour un *Taux d'Erreurs Binaires* fixé).



## Chapitre 5

### Une meilleure gestion du spectre

Nous avons vu dans le premier chapitre que les produits *CPL* devaient limiter leur puissance d'émission afin de satisfaire les normes et pour éviter de brouiller d'autres systèmes de communication.

Cependant ces limitations brident fortement le débit des produits, ce qui peut devenir problématique pour des canaux électriques de mauvaise qualité. Ces limitations pourraient se généraliser avec l'augmentation du nombre de services à véhiculer.

Nous allons étudier dans ce chapitre quelques axes d'amélioration pour une meilleure gestion spectrale, afin d'augmenter le débit dans le respect des autres systèmes de communication.

Nous présenterons dans un premier temps une analyse préliminaire des techniques dites de *CEM* cognitive et nous verrons leurs limitations.

Nous étudierons dans un second temps une technique d'augmentation de la puissance d'émission lorsque des réflexions se produisent sur le canal électrique.

#### 5.1 Vers une *CEM* cognitive?

La *CEM* cognitive est inspirée de la radio cognitive qui est utilisée dans le domaine des télécommunications sans fils (par exemple en *Wifi*) pour limiter les perturbations entre systèmes proches.

Dans le cas de la radio cognitive, ce principe peut être utilisé pour gérer au mieux les canaux de transmission disponibles et éviter les brouillages entre voisins.

La *CEM* cognitive s'inspire de cette démarche et est tout particulièrement adaptée au cas des systèmes à courants porteurs qui peuvent être une source de perturbation pour d'autres systèmes.

Ainsi, une des applications de la *CEM* cognitive sera de détecter la présence d'un autre système de communication sur la même bande de fréquence afin de limiter au mieux les interférences en diminuant le niveau de puissance émis.

#### 5.1.1 Principe de fonctionnement

Nous allons faire une étude de ce principe sur la bande *FM* (87,5 – 107,9 MHz), qui présente plusieurs avantages :

- Un grand nombre de stations émettrices.
- Situé sur une bande de fréquence qui pourrait être utilisée pour la prochaine génération de produits.
- La détection des interférences peut être effectuée avec un simple poste de radio.

Nous avons vu dans la partie 1.4.3.2.5 que la plupart des systèmes *CPL* éteignaient certaines bandes de fréquence pour éviter de perturber d'autres applications (par exemple radioamateurs). Ces bandes éteintes constituent une perte de débit non négligeable : 20 % de débit en moins dans le cas de *HomePlug AV* avec le masque normalisé pour les États-Unis en 0 et 30 MHz. En ce qui concerne la bande de 30 à 100 MHz qui n'est pas encore exploitée, il est très probable que l'ensemble de la bande *FM* soit éteinte pour éviter les brouillages avec les postes de radio.

Nous avons décrit dans la partie 2.2.4.2 qu'une partie du bruit bande étroite était due aux émetteurs de radiodiffusion et pouvait être détectée au niveau du modem *CPL*.

Le principe de la *CEM* cognitive est d'étudier la présence de ces systèmes de communication et d'éteindre uniquement les porteuses qui risquent de perturber ces systèmes.

On maximise ainsi le débit du système sans perturber les autres appareils de communication.

### 5.1.2 Détection des émetteurs FM

Nous nous sommes placés dans une habitation standard, avec un poste de radio connecté sur le réseau électrique et un analyseur de spectre. L'analyseur de spectre permet de mesurer le niveau de signal et sur la ligne d'énergie, et au niveau de l'antenne du poste de radio (connexion directe de l'antenne à l'analyseur de spectre).

Sans transmission sur la ligne d'énergie, le poste de radio a pu détecter en recherche automatique 11 stations dont les noms ont été fournis par le système *RDS (Radio Data System)*. Une mesure du signal au niveau de l'antenne a montré la présence de raies au niveau de ces stations :

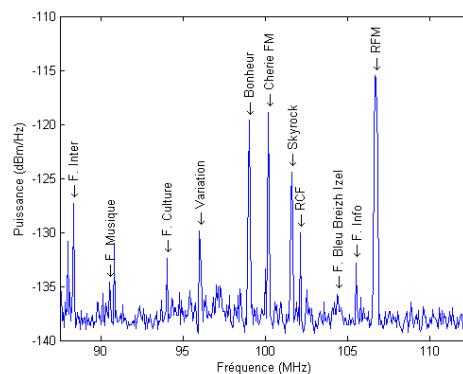


Figure 5.1 : Puissance reçue au niveau de l'antenne FM.

L'émission d'un signal *OFDM* d'une puissance de  $-80 \text{ dBm/Hz}$  entre  $80$  et  $120 \text{ MHz}$  et a généré un brouillage au niveau du poste de radio : certaines stations sont devenues inaudibles.

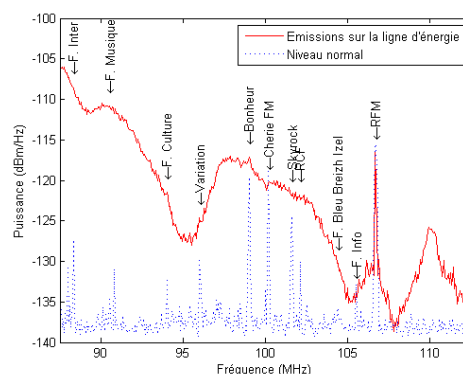


Figure 5.2 : Niveau de signal reçu pendant une émission CPL sur la ligne d'énergie.



### 5.1 Vers une CEM cognitive?

Avec ce niveau de bruit, seules 5 stations présentaient une qualité d'écoute acceptable : Bonheur (99 MHz), Cherie FM (100,2 MHz), Skyrock (101,6 MHz), Info (105,5 MHz) et RFM (106,7 MHz).

La solution la plus simple pour éviter un tel brouillage serait de supprimer toutes les émissions dans la bande FM. Cependant, une telle bande éteinte limiterait le débit considérablement : plus de 20 MHz de bande, soit un débit maximal théorique d'environ 170 Mbits/s en utilisant les paramètres HomePlug AV (MAQ-1024, temps symbole de 40,96  $\mu$ s et intervalle de garde de 5,56  $\mu$ s).

Nous allons donc analyser le fonctionnement du principe de CEM cognitive, qui devrait limiter ces brouillages tout en offrant un débit suffisant.

La figure 5.3 présente le niveau de bruit que l'on observe à l'analyseur de spectre sur la ligne d'énergie.

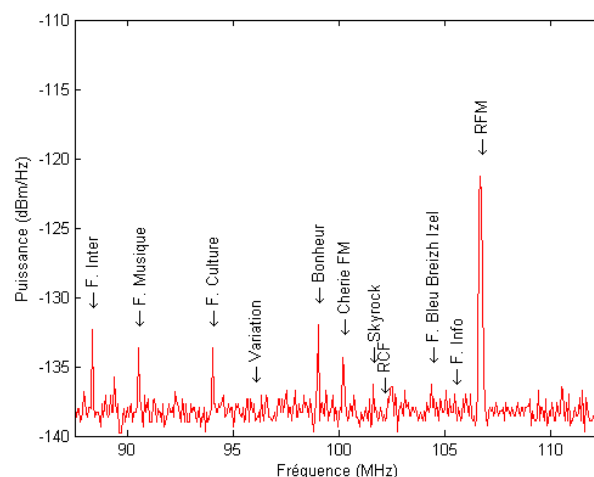


Figure 5.3 : Niveau de bruit sur la ligne d'énergie.

En admettant que la sensibilité du récepteur CPL soit aussi bonne que la sensibilité de l'analyseur de spectre, on constate sur cette figure que certaines stations FM peuvent être détectées : c'est le cas de France Inter (88,3 MHz), France Musique (90,5 MHz), France Culture (94 MHz), Bonheur (99 MHz), Cherie FM (100,2 MHz), Skyrock (101,6 MHz) ou RFM (106,7 MHz).

En revanche, d'autres stations, comme Variation (96 MHz), RCF (102,1 Mhz) France Bleu Breizh Izel (104,4 MHz) ou France Info (105,5 MHz) n'auraient certainement pas pu être détectées.

Ces résultats sont en contradiction avec ce qui est présenté dans [64], où l'ensemble des stations émettrices sur une bande entre 0 et 30 MHz sont détectées.

### 5.1.3 Bandes éteintes "intelligentes"

Nous venons de voir que certaines stations *FM* pouvaient être détectées par les modems *CPL*. Même si toutes ne le peuvent pas, il est possible de tirer parti de cette information pour éviter de perturber la réception de ces stations.

Par conséquent, le masque d'émission sera déterminé en fonction des bruits détectés, ce qui aboutit au spectre d'émission de la figure 5.4 vis-à-vis de l'observation présentée sur la figure 5.3.

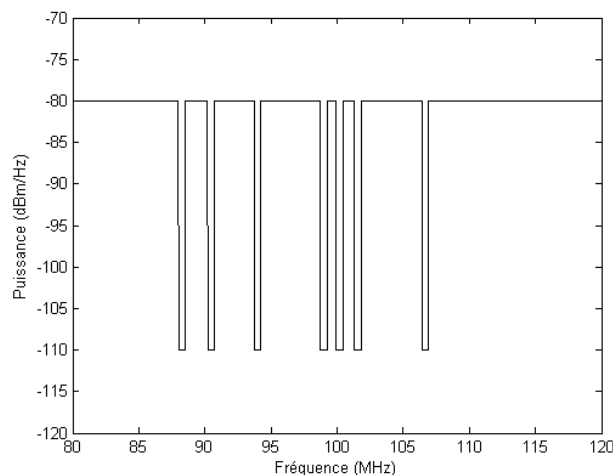


Figure 5.4 : Masque d'émission intelligent bande 80-120 MHz.

Au niveau du récepteur *FM* l'utilisation du masque est très efficace puisque la réception des stations détectées redevient possible (et sans baisse de qualité au niveau de la réception).

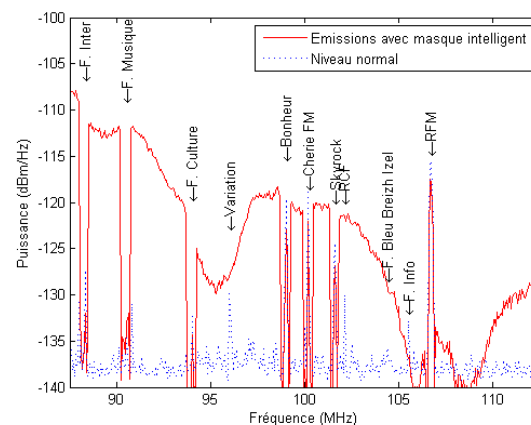


Figure 5.5 : Puissance reçue en présence de notches intelligentes.

En revanche, la réception de Variation (96 MHz), RCF (102,1 Mhz) France Bleu Breizh Izel (104,4 MHz) n'est toujours pas possible dans ces conditions !

Si on fait le bilan de l'effet de l'extinction intelligente sur les 11 stations de radio locales :

- 4 stations ont été détectées "inutilement" puisqu'elles fonctionnaient sans éteindre de porteuse : Bonheur (99 MHz), Chérie FM (100,2 MHz), Skyrock (101,6 MHz) et RFM (106,7 MHz).
- 1 station n'a pas été détectée mais fonctionnait quand même: France Info (105,5 MHz).
- 3 stations étaient toujours inaudibles : Variation (96 MHz), RCF (102,1 Mhz) France Bleu Breizh Izel (104,4 MHz).
- 3 stations ont profité de l'extinction intelligente des fréquences : France Inter (88,3 MHz), France Musique (90,5 MHz) et France Culture (94 MHz).

Dire que ce bilan est mitigé serait un euphémisme.

### 5.1.4 Amélioration de la détection du bruit

Le fait que certaines stations émettrices n'aient pu être détectées peut s'expliquer par un phénomène relativement simple : le réseau électrique n'est pas conçu pour recevoir les ondes radio. Même si un couplage se fait pour certaines fréquences, les caractéristiques et la topologie du réseau limitent ou

annulent ce couplage pour d'autres fréquences. Un réseau électrique ne peut donc pas aussi bien capter les émissions *RF* qu'une antenne quart d'onde (sinon les chaînes Hi-fi branchées sur le réseau électrique n'auraient pas besoin d'antenne pour capter la radio).

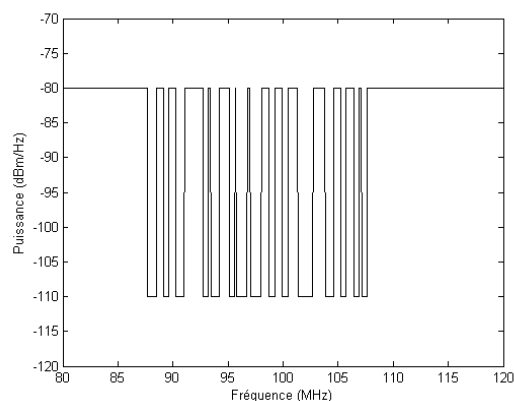
Ce problème est d'autant plus accentué par le fait que la sensibilité d'un *Convertisseur Analogique/Numérique* est incomparablement moins bonne que la sensibilité d'un récepteur radio (dont l'architecture est proche d'un analyseur de spectre).

Il est donc impossible pour un système *CPL* de détecter sur le réseau électrique l'ensemble des stations qui peuvent être captées par un poste de radio à l'aide d'une antenne adaptée.

On pourrait imaginer que les systèmes *CPL* embarquent une antenne *FM* mais cela augmenterait la taille du dispositif de plus d'un mètre. On sait de plus que la qualité de réception en radio dépend fortement de la position de l'antenne.

L'utilisation d'une base de données semble être la seule solution viable pour connaître l'ensemble des stations de radiodiffusion. On pourrait imaginer que le système *CPL* se connecte sur un site internet pour connaître l'ensemble des stations de radio (par exemple [65]) en admettant que le système puisse évaluer sa position géographique.

En utilisant ce type de données nous pourrions dans notre cas d'exemple aboutir à un masque de fréquence tel que celui présenté sur la figure 5.6.



Évidemment, ce masque éteint des porteuses là où aucune station de radio ne peut être écoutée mais cette technique assure de n'interférer avec aucune station (si la base de données est à jour).

#### 5.1.5 Effet sur le système de réception FM

L'effet de ce masque sur la réception des stations est particulièrement bénéfique puisqu'aucune des 11 stations n'est brouillée : nous n'avons en effet pas pu faire de différence de qualité d'écoute avec ou sans transmission.

La figure 5.7 montre le niveau de signal mesuré sur l'antenne, on voit bien que l'ensemble des radios présentes sont protégées par des porteuses éteintes.

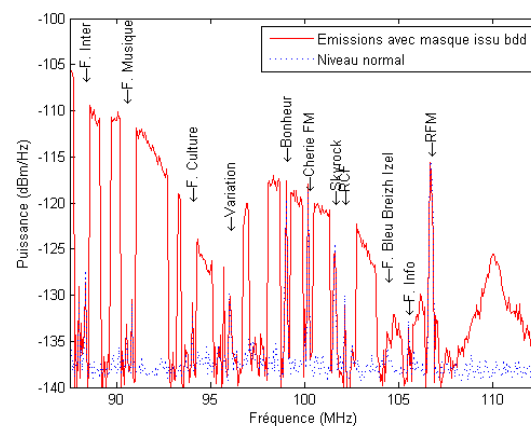


Figure 5.7 : Puissance reçue avec un masque d'émission utilisant une base de données.

Néanmoins, nous avons remarqué que l'utilisation de la fonction de recherche automatique des stations sur le poste de radio s'est soldée par un échec : la station de radio a interprété le signal *CPL* comme une station de radio et a enregistré automatiquement des fréquences ne correspondant à aucune station.

Il est d'ailleurs possible d'entendre une "musique" sur ces fréquences lorsque la transmission est en cours ; musique originale dans son ensemble quoiqu'un peu répétitive.

En éteignant l'ensemble des porteuses susceptibles d'être utilisées par les stations de *FM*, nous avons protégé l'émission de ces stations, mais le brouillage est

toujours présent au niveau du récepteur, qui perd par conséquent une de ses fonctions les plus utiles.

### **5.1.6 Conclusion**

L'utilisation de la *CEM* cognitive nous a semblé relativement difficile dans le cas d'une application sur la bande *FM*.

En effet, nous avons montré que la détection des différentes stations de radio était loin d'être évidente en utilisant des techniques simples telles que la mesure du niveau de bruit sur le réseau électrique. En effet, la sensibilité d'un poste de radio utilisé avec une antenne adaptée sera toujours bien meilleure que celle d'un modem *CPL* utilisant le réseau électrique comme antenne de réception hautes fréquences.

Surtout, même si une telle détection était possible, nous avons observé un dysfonctionnement dans la fonction de recherche de station du poste de radio, ce qui constitue une gêne non négligeable pour les autres utilisateurs.

Ce constat doit néanmoins être mis en parallèle avec les travaux présentés dans [64] dont les conclusions sont bien plus positives. Ces divergences restent inexpliquées et l'utilisation de bandes différentes (*FM* contre bande *AM*) ne suffit pas à justifier l'ensemble de ces divergences.

## **5.2 Augmentation de la puissance d'émission dans le respect des normes CEM**

Nous avons vu dans le chapitre 1 que les systèmes à courants porteurs évoluent dans un contexte normatif particulièrement complexe. En particulier, nous avons souligné que les limites dépendaient non seulement de la fréquence de fonctionnement mais étaient aussi floues en raison de l'utilisation de la prise électrique à la fois comme borne d'alimentation mais aussi comme accès de télécommunication.

Si la puissance d'émission est fortement contrainte par ce contexte, l'impact de ces limitations sur le débit est considérable : le *Rapport Signal/Bruit* au niveau

du récepteur est directement lié à la puissance d'émission, chaque décibel de plus ou de moins sur le masque d'émission va avoir une conséquence directe sur le débit.

Nous allons donc proposer un système qui augmente sa puissance d'émission au-delà des limites habituellement choisies mais dans le respect des normes CEM.

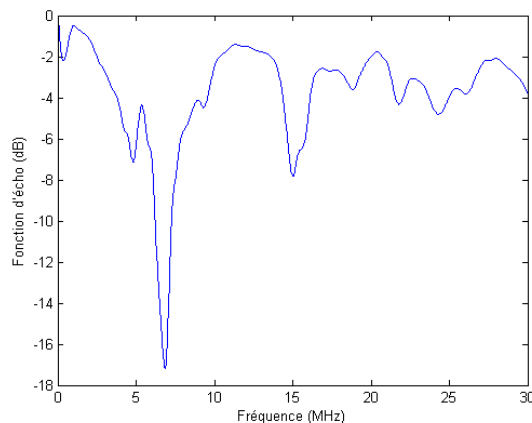
### **5.2.1 Principe de fonctionnement**

Toutes les mesures de la fonction de transfert du canal électrique que nous avons présentées dans le chapitre 2 concernent des mesures de transmission de l'émetteur vers le récepteur. Nous avons vu qu'un signal émis au niveau de l'émetteur subissait divers trajets, atténuation, etc. avant d'arriver jusqu'au récepteur.

La puissance d'un signal émis sur le réseau électrique est dispersée en de multiples endroits : d'autres appareils ont une impédance et absorbent une partie du signal, les câbles rayonnent une partie de cette énergie, etc.

Mais il est aussi important de mentionner qu'une partie non négligeable de la puissance produite par l'émetteur peut être réfléchi et retourner jusqu'à celui-ci. Cet écho de l'émetteur sur lui-même représente une perte d'énergie au même titre que la puissance qui peut être absorbée par d'autres dispositifs électriques.

La figure 5.8 donne un exemple de mesure du paramètre  $S_{11}$  (cf. annexe IV) qui correspond à la mesure de la "fonction d'écho" : le rapport entre la puissance de l'écho reçu au niveau d'une prise par rapport à la puissance produite au niveau de cette même prise.



*Figure 5.8 : Fonction d'écho du canal (paramètre S11).*

Cette mesure a été effectuée avec une impédance de  $50\ \Omega$  au niveau de la prise de mesure et avec une charge de  $50\ \Omega$  sur une autre prise pour simuler le récepteur. Encore une fois, il serait intéressant de refaire cette étude en utilisant les valeurs d'impédance utilisées par les systèmes actuels.

L'énergie de l'écho est purement perdue au niveau de l'émetteur : lorsque le modem produit une puissance et qu'une partie de cette puissance est dissipée au niveau de l'émetteur, elle n'a pas pu :

- Être reçue par le récepteur.
- Être absorbée ou rayonnée par les câbles de transmission.
- Être absorbée par d'autres dispositifs électriques.

Nous proposons donc d'utiliser un système qui augmente la puissance produite au niveau de l'émission en fonction de la réflexion qui se produit sur la ligne.

### **5.2.2 Implémentation du système**

Dans un premier temps, le système de communication devra mesurer l'écho qui se produit sur le réseau. Comme les systèmes *CPL* ne sont pas conçus pour fonctionner à la fois en émission et en réception (*full duplex*), quelques légères adaptations sont à prévoir afin de pouvoir mesurer ce paramètre.

Les contraintes matérielles pour l'implémentation de ce système devraient pouvoir être résolues sans trop de difficultés : l'*AFE* (*Analog Front-End*) de



## 5.2 Augmentation de la puissance d'émission dans le respect des normes CEM

certaines produits est techniquement capable de fonctionner en *full duplex*, et les traitements du signal (*FFT*, *IFFT*) peuvent tout à fait être effectués avec un décalage dans le temps (utilisation de mémoires).

Il faut mentionner que la réflexion du canal ( $S_{11}$ ) est, au même titre que la fonction de transfert ( $S_{21}$ ), susceptible de subir des variations temporelles notamment des variations périodiques avec la tension du secteur (cf. 2.3.6). Afin d'assurer le respect des normes dans toutes les circonstances, il convient d'adapter la puissance d'émission sur chaque porteuse par rapport au moment où la réflexion sera la plus faible (une alternative plus complexe consisterait à adapter la puissance d'émission en fonction de l'état du canal).

Une fois que la réflexion du canal est connue, nous allons pouvoir adapter notre puissance d'émission selon le calcul suivant :

$$P_{opt_c} = \min\left(\frac{P_{lim_c}}{1 - S_{11c}}, P_{max_c}\right) \quad (5.1)$$

Où les puissances sont exprimées en  $W/Hz$  avec :

- $P_{opt_c}$  correspond à la puissance d'émission optimisée sur la porteuse  $c$ .
- $P_{lim_c}$  correspond à la limite *CEM* pour la porteuse  $c$ .
- $S_{11c}$  correspond à l'écho du canal à la porteuse  $c$  (en linéaire).
- $P_{max_c}$  correspond à un seuil de puissance (caractéristique des composants par exemple).

La figure 5.9 présente un masque de puissance optimisé par rapport aux mesures de réflexion du canal présentées sur la figure 5.8, avec une puissance maximale ( $P_{max_c}$ ) de  $-45 \text{ dBm/Hz}$ .

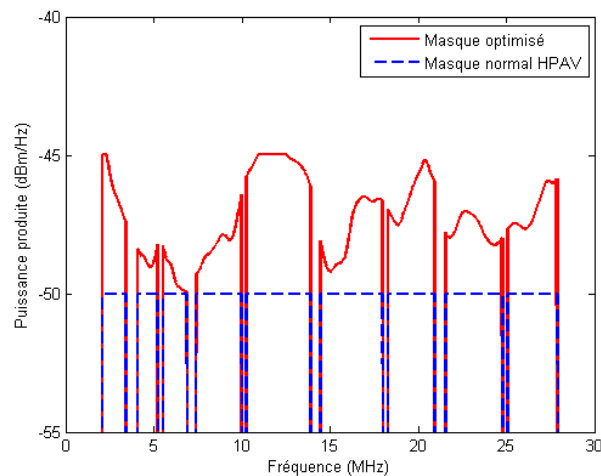


Figure 5.9: Masque de puissance produite.

La figure 5.11 présente le niveau de puissance émis sur le réseau en tenant compte de l'écho du canal. On constate que ce niveau ne dépasse jamais  $-50$  dBm/Hz pour l'ensemble des porteuses.

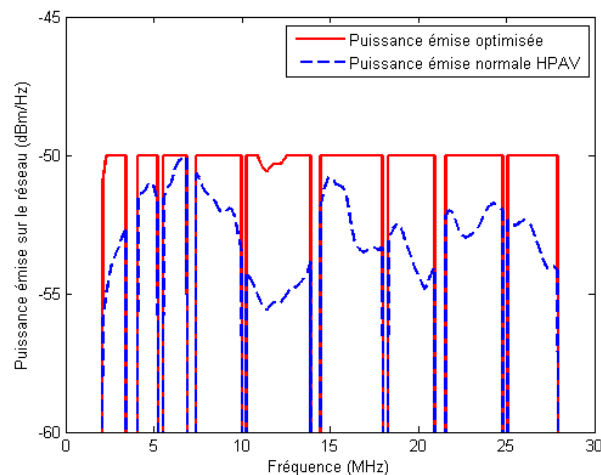


Figure 5.10: Puissance émise sur le réseau en tenant compte de l'écho du canal.

Il est indispensable d'évaluer régulièrement le coefficient de réflexion du canal et d'ajuster en conséquence la puissance d'émission, afin de pallier les variations subites que peut subir la fonction de transfert (cf. partie 2.3.5).

Cette estimation peut même être effectuée en continu, en utilisant les données émises au cours de la transmission pour mesurer la réflexion du canal.

### **5.2.3 Validation des produits vis-à-vis des normes CEM.**

A première vue, cet algorithme semble en contradiction avec les limites de puissance qu'imposent les normes de télécommunications. Cependant, ces limites sont données pour un cas où l'essentiel de la puissance est transmise sur le réseau électrique ; ce qui n'est pas le cas lorsqu'un écho se dissipe au niveau de l'émission.

Au niveau de la validation des produits pour les limites de perturbations conduites, ceci ne pose pas de problèmes spécifiques :

- Soit il n'y a pas d'écho et l'énergie émise est équivalente à l'énergie produite par le système.
- Soit il y a un écho, mais l'appareil de mesure spécifié pour la validation de la norme en émission conduite ne reçoit pas l'énergie qui revient au niveau de l'émetteur (principe de conservation de l'énergie).

Dans l'ensemble des cas, le système de mesures ne pourra pas recevoir plus de puissance que la limite imposée par la valeur  $P_{limc}$ .

Dans un contexte encore très flou concernant la réglementation des systèmes CPL et devant l'hypothèse d'un durcissement de la législation, cette technique pourrait jouer un rôle pour obtenir une marge de quelques décibels sur la puissance d'émission.

Concernant les limitations au-delà de 30 MHz, l'analyse de cette technique devient beaucoup plus complexe : d'une part nous avons vu dans la partie 1.2.2.2 que le rayonnement d'un modem sur le réseau électrique dépendait fortement de la topologie du réseau électrique, mais en plus, la réflexion au niveau de l'émetteur est directement liée à cette topologie.

Nous allons voir dans la partie suivante que l'utilisation de cette technique sur une topologie donnée modifie le rayonnement, mais qu'il reste toujours dans une limite définie comme "acceptable" par la norme.

### 5.2.4 Effet sur les autres systèmes de transmission

Au delà de la réglementation, il est indispensable d'évaluer l'effet de cet algorithme sur les autres systèmes de communication.

Au niveau des autres dispositifs connectés sur le réseau, l'augmentation de la puissance au niveau de l'émission va se traduire par une augmentation de la puissance reçue sur l'ensemble des prises électriques. Cependant, cette puissance restera toujours dans les limites définies par la norme et ne sera donc pas susceptible de perturber d'autres appareils (qui doivent respecter les normes d'immunité).

La figure 5.11 présente une topologie de réseau électrique, où la quasi-totalité de l'énergie du signal va être reçue au niveau d'un *Appareil de Traitement de l'Information (ATI)* tiers.

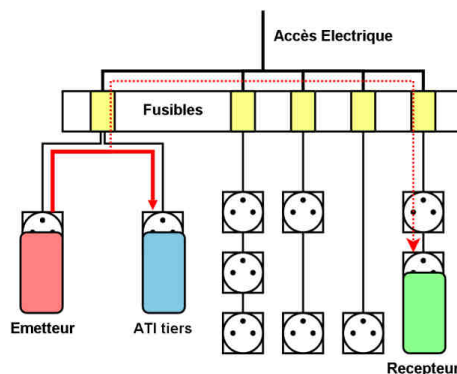


Figure 5.11: Topologie de réseau qui maximise les perturbations au niveau d'un ATI tiers.

Si l'on considère sur cette figure que l'atténuation des fusibles est de l'ordre de  $10\text{ dB}$  et qu'il n'y a pas de réflexion au niveau des fusibles, seul  $10\%$  de la puissance du signal sera transmise vers l'accès électrique. Les  $90\%$  restants iront directement perturber l'ATI tiers (soit une atténuation inférieure à  $0,5\text{ dB}$ ).

Dans le cas de topologies où émetteur et récepteur sont sur des phases différentes, on peut avoir des atténuations inférieures à  $0,1\text{ dB}$ .

Si ces topologies constituent des cas particuliers, elles montrent qu'il est toujours possible qu'un ATI reçoive la quasi-totalité des  $-50\text{ dBm/Hz}$  qui sont émis par un système CPL.

## 5.2 Augmentation de la puissance d'émission dans le respect des normes CEM

Notre algorithme va donc augmenter le niveau de bruit sur des installations électriques dont le  $S_{11}$  est élevé, mais la perturbation pour les autres appareils ne sera pas plus forte que sur certains réseaux spéciaux, dont le  $S_{11}$  est très faible.

Par égards vis-à-vis des autres systèmes de communication, il peut être envisagé de limiter cette augmentation de puissance sur les porteuses situées à proximité des bandes éteintes. Il est même envisageable de diminuer les interférences avec d'autres systèmes en augmentant le nombre de porteuses éteintes et en compensant les pertes de débits par le système de gestion du masque spectral que nous proposons.

### 5.2.5 Impact sur le débit

En émettant plus de puissance sur les porteuses, on va augmenter le *Rapport Signal/Bruit* à la réception et augmenter le débit atteignable.

Nous allons montrer un exemple de ce gain en débit sur un canal de transmission réel. Nous reprenons pour cet exemple la mesure de la réflexion du canal de la partie précédente (cf. figure 5.8 page 205).

La figure 5.12 présente la fonction de transfert associée à ce canal :

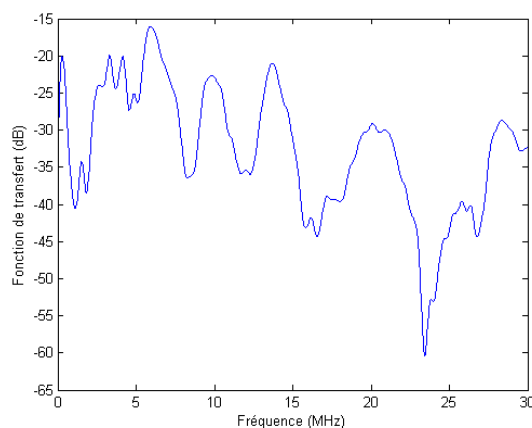


Figure 5.12 : Fonction de transfert des deux canaux.

Le débit qu'il sera possible de transmettre sur les différentes porteuses sera donc dépendant de la puissance du signal émis, de la fonction de transfert du canal et du bruit sur la ligne. La figure 5.13 présente les niveaux de puissance reçus ainsi

que le niveau de bruit au niveau du récepteur pour une puissance optimisée et une puissance classique.

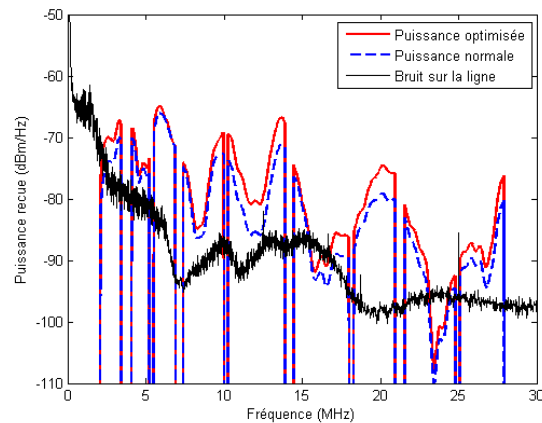


Figure 5.13 : Puissances reçues au niveau du récepteur.

Pour estimer le débit qu'il serait possible d'atteindre avec de tels niveaux de puissance, et sans prendre en compte l'effet du bruit de quantification (cf. annexe III), nous avons utilisé l'algorithme d'allocation binaire décrit dans la partie 1.4.3.2.2 (fourni par un fabricant de composants *CPL*).

La figure 5.14 présente les allocations binaires que l'on peut avoir avec et sans l'algorithme d'optimisation de la puissance que nous avons proposé.

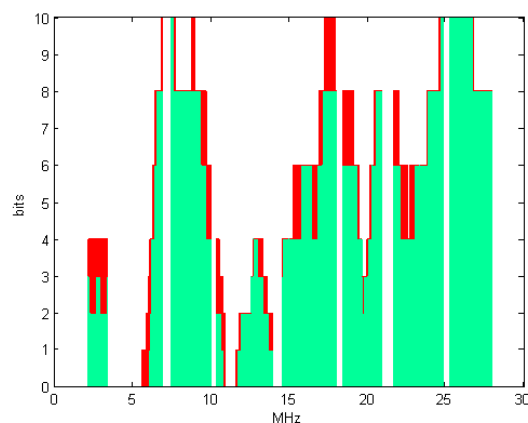


Figure 5.14 : Allocation binaire avec ou sans optimisation de la puissance produite.

On constate sur cet histogramme que l'optimisation de la puissance produite a permis d'augmenter le débit sur la plupart des porteuses. Ainsi, en prenant un intervalle de garde de  $5,56 \mu s$  (cf. partie 1.4.3.2.4), on constate une évolution des

## 5.2 Augmentation de la puissance d'émission dans le respect des normes CEM

débits physiques théoriques de **62 Mb/s** pour une puissance optimisée contre **46 Mb/s** avec la puissance d'émission normale (+ 33 %).

Ces simulations ont été effectuées sur 60 fonctions de transfert réparties sur 5 sites de mesures. Sur l'ensemble de ces simulations, les augmentations de débit varient de **1 Mbits/s** à **22 Mbits/s**. La figure 5.15 présente l'augmentation de débit que l'on observe pour l'ensemble des simulations, en fonction du débit avec un spectre d'émission "normal".

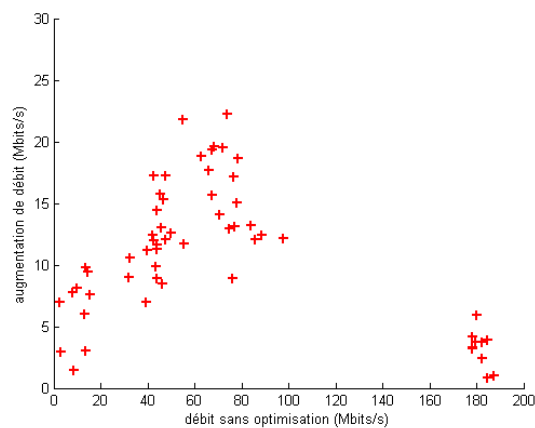


Figure 5.15 : Augmentation du débit (Mbits/s).

En termes d'augmentation relative par rapport au débit avec un masque d'émission "normal", ces évolutions représentent des hausses allant de **0,5%** à **plus de 100%** avec **une moyenne de 30%** sur l'ensemble des sites. La figure 5.16 présente cette évolution pour l'ensemble des sites.

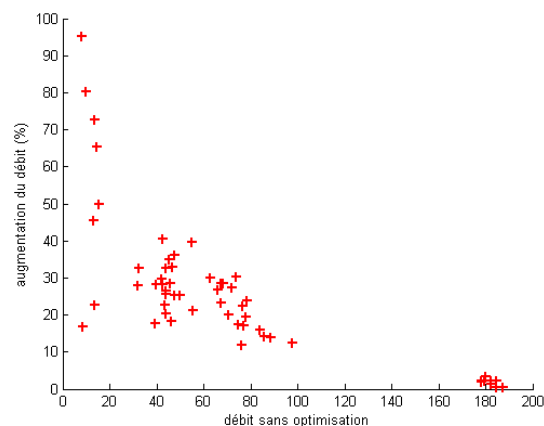


Figure 5.16 : Augmentation du débit en pourcentage.

Il est particulièrement intéressant de noter que l'augmentation de débit en pourcentage est nettement plus importante pour les canaux les moins bons. C'est donc pour les canaux où le risque de dysfonctionnement est le plus élevé que notre système sera le plus efficace.

Ce procédé d'optimisation de puissance à l'émission sera donc particulièrement utile pour améliorer le débit minimum des modems et devrait permettre de diminuer le nombre de clients dont le débit de la ligne est insuffisant pour acheminer un ou plusieurs services haut débit.

Au-delà des aspects de débit, ce critère d'éligibilité est primordial pour les fournisseurs de service, qui cherchent à diminuer au maximum la proportion de clients qui rencontrent des dysfonctionnements sur leurs installations électriques.

### **5.3 Conclusion**

Nous avons détaillé dans ce chapitre deux techniques pour optimiser le masque de puissance à l'émission, dans le but d'une augmentation des débits.

La première technique présentée, dite de *CEM* cognitive, consiste à détecter la présence d'autres systèmes de communication pour limiter les émissions susceptibles de gêner ces systèmes.

Contrairement aux conclusions du document [64] qui a effectué des essais sur les bandes plus basses (entre 0 et 30 MHz), nous n'avons pas réussi à montrer une possibilité d'utilisation simple et efficace d'une technique de détection des émetteurs lors de nos essais sur la bande *FM*.

De plus dans un environnement concret, nous avons montré que l'application rigoureuse de l'extinction intelligente des porteuses n'était pas nécessairement souhaitable car elle peut provoquer un dysfonctionnement des récepteurs (e.g. système de recherche automatique des stations).

Cette étude de la *CEM* cognitive n'est néanmoins pas exhaustive puisqu'elle a été faite uniquement sur la bande *FM*, et il serait souhaitable de persévérer sur d'autres bandes et pour d'autres applications. En revanche, il est indéniable que



### 5.3 Conclusion

---

certaines précautions doivent être prises pour éviter d'introduire des technologies inefficaces et qui risquent de donner des arguments aux détracteurs des technologies *CPL*.

La deuxième technique joue elle aussi sur la puissance d'émission, en réinjectant de la puissance lorsque des réflexions font revenir de l'énergie au niveau de l'émetteur. Cette technique nous a permis d'obtenir, sur une centaine de canaux mesurés, des hausses de la capacité de l'ordre de 30 %. De plus, l'augmentation des performances a été particulièrement sensible sur les canaux les moins bons. Cette méthode devrait donc permettre de diminuer sensiblement le nombre de clients qui rencontrent des dysfonctionnements avec leurs systèmes.

Si cette augmentation de puissance d'émission est, par définition, susceptible d'augmenter le potentiel de nuisance des produits *CPL*, il faut mentionner que cette augmentation reste dans le cadre défini par la réglementation et n'est pas susceptible de provoquer plus de problèmes que les systèmes actuels lorsqu'ils sont utilisés sur des installations électriques particulières.

Nous avons étudié dans ce chapitre deux approches complémentaires pour une meilleure gestion du spectre. Cette approche avec ces problématiques devrait permettre de donner quelques pistes sur ces sujets qui ne manqueront pas de faire l'objet de futures recherches.

## Conclusion

L'ensemble des solutions que nous avons proposées tout au long de cette thèse se placent dans un objectif de qualité de service optimale. En effet, les systèmes *CPL* tendent à se déployer massivement et des améliorations sont nécessaires en termes de performance et de mitigation des perturbations si l'on veut augmenter le nombre de services sans diminuer la qualité pour l'utilisateur.

Dans un premier temps, nous avons analysé les capacités du réseau électrique comme support de transmission d'un signal haut débit. Cette analyse s'est basée sur les études des perturbations électromagnétiques et de la fonction de transfert de la littérature. Cette approche bibliographique de la caractérisation du réseau électrique a été complétée d'une étude détaillée de la spécification *HomePlug AV* : l'une des technologies *CPL* les plus déployées dans le monde.

Ces études nous ont permis de mettre en évidence certaines limitations dans les méthodologies de mesure utilisées et dans le fonctionnement des systèmes.

Nous avons donc mis en place un système de mesures des caractéristiques du réseau électrique (perturbations électromagnétiques et fonction de transfert) basé sur une approche système. Cette méthodologie nous a permis d'étudier en détail les variations temporelles que peut subir le réseau électrique et d'analyser l'effet des perturbations sur les systèmes actuels.

Cette analyse fine des variations temporelles que subit la fonction de transfert constitue d'une part un travail complémentaire aux différentes études que l'on trouve dans la littérature, mais nous a également permis de dégager certaines pistes d'optimisation des technologies de transmission sur courants porteurs.

L'analyse des perturbations électromagnétiques nous a permis de souligner la présence de bruits impulsifs périodiques et apériodiques. Nous avons donc développé des techniques de détection et de mitigation de ces bruits en tenant compte des contraintes d'implémentation et de complexité. Ces algorithmes nous ont permis d'obtenir de sensibles réductions de la puissance des perturbations, même en utilisant des algorithmes de faible complexité.

## ***Conclusion***

---

Nos mesures sur le réseau électrique nous ont également montré que le niveau de bruit "vu" par les systèmes *CPL* était au-dessus du niveau du bruit réel sur la ligne. Le bruit de quantification apporté par le *Convertisseur Analogique/Numérique* est apparu être l'une des causes de cette mauvaise estimation, et entraîne des baisses de performances significatives.

Nous avons donc décrit deux méthodes de réduction du bruit de quantification. Ces méthodes sont d'un niveau de performance et de complexité différents, ce qui constitue plusieurs alternatives à l'augmentation du nombre de bits du *Convertisseur Analogique/Numérique*. En effet, cette augmentation se traduit systématiquement par une augmentation du nombre de données à traiter et par conséquent par une augmentation de la complexité de l'ensemble des opérations effectuées par le modem.

Enfin, cette thèse a exploré des pistes d'optimisation pour une meilleure gestion du spectre. D'un côté nous avons essayé d'appliquer des techniques de *CEM* cognitives, qui consistent à détecter la présence d'autres systèmes de communication pour limiter les émissions susceptibles de gêner ces systèmes. Cependant, nous avons mis en évidence que l'utilisation de cette technique entraînait des dysfonctionnements sur des récepteurs de radio *FM*. Pour autant, il peut être intéressant de poursuivre les recherches sur d'autres domaines de la *CEM* cognitive, telle que l'apprentissage des perturbations.

La deuxième technique visant une meilleure gestion du spectre agit elle sur la puissance d'émission. Le principe consiste à réinjecter de la puissance lorsque des réflexions renvoient de l'énergie au niveau de l'émetteur. Cette technique nous a permis d'obtenir sur un exemple concret une augmentation du débit de l'ordre de 30 % dans le strict respect des réglementations *CEM*.

En perspective, certaines des améliorations présentées dans ce mémoire seront implémentées sur des systèmes de transmission *CPL*. Cette démarche va permettre de valider et de mieux évaluer les gains, la complexité et les inconvénients apportés par ces techniques pour valider, ou non, l'intégration de ces techniques sur les systèmes commercialisés.

## Liste des contributions

### **Brevets**

**Avril G., Moulin F., Zeddami A.** Procédé de réception d'un signal transmis multiplexé en fréquence. *Dépôt : PCT FR2008/050933 (28 Mai 2008), FR 07 55407 (01 Juin 2007).*

**Avril G., Moulin F., Zeddami A.** Pondération en puissance d'un signal multiporteuse à la réception dans un système de communication. *Dépôt : FR 08 50675 (04 février 2008).*

**Avril G., Moulin F., Zeddami A.** Conversion analogique-numérique en parallèle d'un signal large-bande à la réception dans un système de communication. *Dépôt : FR 08 50676 (04 février 2008).*

**Avril G., Zeddami A.** Procédé et dispositif de correction d'erreurs de transmission. *Dépôt : FR 08 54728 (10 Juillet 2007).*

**Avril G., Pagani P.** Procédé d'émission tenant compte de l'écho. *Dépôt : FR 08 56601 (30 septembre 2008).*

**Avril G., Pagani P.** Procédé d'annulation de bruits impulsifs. *Dépôt : FR 08 56847 (09 octobre 2008).*

### **Conférences internationales**

**Avril G., Gauthier F., Moulin F., Zeddami A., Nouvel F.** Characterization of Time Variation of the Powerline Channel Frequency Response Simultaneously with Impulsive Noise. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC). 2007, Pise (Italie). pp. 330-335.*

**Tlich M., Zeddami A., Moulin F., Gauthier F., Avril G.** A Broadband Powerline Channel Generator. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC). 2007, Pise (Italie). pp. 505-510.*

**Avril G., Gauthier F., Moulin F., Zeddami A., Nouvel F.** Time Variation of the Powerline Channel Simultaneously with Impulsive Noise. *International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Zurich)*. 2007, Munich (Allemagne). pp. 433-436.

**Avril G., Tlich M., Moulin F., Zeddami A., Nouvel F.** Time/Frequency Analysis of Impulsive Noise on Powerline Channels. *International Home Networking Conference (IHN)*. 2007, Paris (France). pp. 143-150.

**Tlich M., Avril G., Zeddami A.** Coherence Bandwidth and its Relationship with the RMS delay spread for PLC channels using Measurements up to 100 MHz *International Home Networking Conference (IHN)*. 2007, Paris (France). pp. 129-142.

**Avril G., Moulin F., Zeddami A., Tlich M., Nouvel F.** Impulsive Noise Detection on Masked Carriers. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC)*. 2008, Cheju (Corée du Sud). pp. 369-373.

**Tlich M., Razafferson R., Avril G., Zeddami A.** Outline about the EMC properties and Throughputs of the PLC systems up to 100 MHz. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC)*. 2008, Cheju (Corée du Sud). pp. 259-262.

### ***Conférences nationales***

**Avril G., N'Da A.P., Tarafi R., Zeddami A., Nouvel F.** Réduction du Bruit Impulsif dans les Systèmes xDSL. *Colloque International sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM)*. 2006 Saint-Malo(France). pp. 213-216.

**Avril G., Moulin F., Zeddami A., Tlich M., Nouvel F.** Détection des Perturbations Électromagnétiques dans les Bandes Éteintes des Systèmes Multi-Porteuses. *Colloque International sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM)*. 2008 Paris (France).

## Bibliographie

- [1] **HomePlug Powerline Alliance.** HomePlug AV Specification. 2007. Accès réservé aux membre de l'alliance.
- [2] **Li P., Scalabrino N., Fang Y., Gregori E., Chlamtac I.** Channel Interference in IEEE 802.11b Systems. *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*. 2007, pp. 887-891.
- [3] **NF EN 55024.** Appareils de traitement de l'information - Caractéristiques d'immunité - Limites et méthodes de mesure. *AFNOR*. 1999.
- [4] **NF EN 55022.** Appareils de traitement de l'information - Caractéristiques des perturbations radioélectriques - Limites et méthodes de mesure. *AFNOR*. 1999.
- [5] **Union Internationale des Telecommunications.** UIT-T G.117. *Transmission aspects of unbalance about earth*. 1996.
- [6] **Federal Communications Commission.** *Title 47 of the Code of Federal Regulations part 15*. 2007.
- [7] **Tlich M., Razafferson R., Avril G., Zeddami A.** Outline about the EMC properties and Throughputs of the PLC systems up to 100 MHz. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC)*. 2008, pp. 259-262.
- [8] **Fern W. (Devolvo AG).** PLC (Keynote presentation). *International Home Networking Conference (IHN)*. 2007.
- [9] **Legaud P.** *Local network using an electrical power distribution system*. *US Patent n°10819417* [éd.] France Telecom. 2004.
- [10] **Union Internationale des Telecommunications.** UIT-T G.992.1. *Emetteurs-récepteurs de ligne d'abonné numérique asymétrique*. 1999.
- [11] **Degardin V.** *Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension*. Université des Sciences et Technologies de Lille. 2002. Thèse de doctorat. N° d'ordre 3184.

- [12] **Morgan H., Chan L.** Amplitude, Width, and Interarrival Distributions for Noise IMpulses on Intrabuilding Power Line Communication Networks. *IEEE Transactions On Electromagnetic Compatibility*. 1989, Vol. 31, 3, pp. 320-323.
- [13] **Kural F., Safak M.** An Experimental Investigation of Impulse Noise on Low Voltage Powerlines. *International Symposium on PowerLine Communication and Its Applications*. 2002.
- [14] **Gauthier F., Tarafi R., Zeddami A., Moulin F.** Statistical characterization of impulsive noise for PLT systems. *Document interne France Telecom*. 2005.
- [15] **Esmailian T., Kschischang F. R., Glenn Gulak P.** In-building power lines as high-speed communication channels: channel characterization and a test channel ensemble. *International Journal Of Communication Systems*. 2003, Vol. 16, pp. 381-400.
- [16] **Hooijen O.G.** A Channel Model for the Residential Power Circuit Used as a Digital Communications Medium. 1998, Vol. 40, 4, pp. 331-336.
- [17] **Zimmermann M., Doestert K.** Analysis and Modeling of Impulsive Noise in Broad-Band Powerline Communications. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2002, Vol. 44, 1, pp. 249-258.
- [18] **Meng Y.L., Guan H.** Modeling and Analysis of Noise Effects on Broadband Power-Line Communications. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005, Vol. 20, 2, pp. 630-637.
- [19] **Cañete F.J., Cortés J.A. , Díez L., Entrambasaguas J.T. and Carmona J.L.** Fundamentals of the Cyclic Short-Time Variation of Indoor Power-line Channels. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC)*. 2005, pp. 157- 161.
- [20] **Philipps H.** Performance Measurements of Powerline Channels at High Frequencies. *International Symposium on PowerLine Communications and Its Applications (ISPLC)*. 1998, pp. 229-237.
- [21] **Tlich M., Zeddami A., Moulin F., Gauthier F.** Indoor Powerline Communications Channel - Characterization up to 100 MHz – Part I : One-

Parameter Deterministic Model. *IEEE Transactions on Power delivery*. 2008, Vol. 23, 3, pp. 1402-1409.

[22] **Degardin V., Lienard M., Zeddami A., Gauthier F., Degauque P.** Classification and Characterization of Impulsive Noise on Indoor Power Line used for Data Communication. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. Novembre 2002, Vol. 48, 4, pp. 913-918.

[23] **Prasad T. V., Srikanth S., Krishnan C. N., Ramakrishna P. V.** Wideband Characterization of Low Voltage outdoor Powerline Communication Channels in India. *International Symposium on PowerLine Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2001.

[24] **Philipps H.** Development of a Statistical Model for Powerline Communication Channels. *International Symposium on PowerLine Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2000, pp. 153-162.

[25] **Afkhamie K.H., Latchman H., Yonge L., Davidson T., Newman R.** Joint optimization of transmit pulse shaping, guard interval length, and receiver side narrow-band interference mitigation in the HomePlugAV OFDM system. *IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*. 2005, pp. 996- 1000.

[26] **Tlich M., Avril G., Zeddami A.** Coherence Bandwidth and its Relationship with the RMS delay spread for PLC channels using Measurements up to 100 MHz. *International Home Networking Conference (IHN)*. 2007, pp. 129-142.

[27] **Zimmermann M., Doestert K.** A multi-path signal propagation model for the powerline channel in the high frequency range. *International Symposium on PowerLine Communication and Its Applications (ISPLC)*. 1999, pp. 45-51.

[28] **Sancha S., Cañete F.J., Diez L., Entrambasaguas J.T.** A Channel Simulator for Indoor Power Line Communications. *International Symposium on PowerLine Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2007, pp. 104-109.

[29] **Tlich M., Zeddami A.,Moulin F., Gauthier F. and Avril G.** A broadband Powerline Channel Generator. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC)*. 2007, pp. 505-510.

[30] **Corporation, Intellon.** [En ligne] <http://www.intellon.com>.



- [31] **DS2.** Design of Systems on Silicon S.A. [En ligne] <http://www.ds2.es>.
- [32] **Spidcom Technologies.** [En ligne] <http://www.spidcom.com>.
- [33] **Matsushita Electric Industry Co., Ltd.** Panasonic. [En ligne] <http://www.panasonic.net>.
- [34] **HomePlug Powerline Alliance.** [En ligne] <http://www.homeplug.org>.
- [35] **UPA.** Universal Powerline Association. [En ligne] <http://www.upapl.org>.
- [36] **HD-PLC.** High Definition Power Line Communication. [En ligne] <http://www.hd-plc.org>.
- [37] **CEPCA.** *Consumer Electronics Powerline Communication Alliance.* [En ligne] <http://www.cepca.org>.
- [38] **IEEE P1901.** Working Group. [En ligne] <http://grouper.ieee.org/groups/1901/>.
- [39] **ITU.** Study Group 15. [En ligne] <http://www.itu.int/ITU-T/studygroups/com15/index.asp>.
- [40] **Crussière M.** *Etude et Optimisation de Communications   Haut Débit sur Lignes d'Energie : Exploitation de la Combinaison OFDM/CDMA.* Institut National des Sciences Appliquées de Rennes. 2006. Thèse de doctorat. N  d'ordre D05-16.
- [41] **Izumi K., Umehara D., Denno S.** Performance Evaluation of Wavelet OFDM Using ASCET. *International Symposium on PowerLine Communication and its Application.* 2007, pp. 246-251.
- [42] **Skrzypczak A., Siohan P., Javaudin J.P.** Application of the OFDM/OQAM Modulation to Power Line Communications. *International Symposium on PowerLine Communications and Its Applications (ISPLC).* 2007.
- [43] **Gallager R.G.** Low Density Parity-Check Codes. *Research Monograph series.* MIT Press, 1968.
- [44] **Wada T.** A study on performance of LDPC Code on Power Line Communications. *IEEE International Conference on Communications.* 2004, Vol. 1, pp. 109-113.

- [45] **Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P.** Near Shannon Limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. *IEEE International Conference on Communications*. 1993, pp. 1064-1070.
- [46] **National Institute of Standards and Technology.** Data Encryption Standard. <http://csrc.nist.gov/publications/fips/fips46-3/fips46-3.pdf>. [En ligne] 1999.
- [47] **Foundation, Electronic Frontier.** *Cracking DES - Secrets of Encryption Research, Wiretap Politics & Chip Design*. s.l. : Oreilly & Associates Inc, 1998.
- [48] **National Institute of Standards and Technology.** Advanced Encryption Standard (AES). [En ligne] 2001. <http://www.csrc.nist.gov/publications/fips/fips197/fips-197.pdf>.
- [49] **Cioffi J.M.** A multicarrier Primer. *American National Standards Institute (ANSI) Contributions*. 1991.
- [50] **Katar S., Mashburn B., Afkhamie K., Latchman H. Newman R.** Channel Adaptation based on Cyclo-Stationary Noise Characteristics in PLC Systems. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC)*. 2006, pp. 16-21.
- [51] **A.G. Armada, M. Calvo.** Analysis of the effects of phase-noise in orthogonal frequency division multiplex OFDM communication system. *IEEE Communications Letters*. 1998, Vol. 2, 1, pp. 11-13.
- [52] **Guerrieri L, Bisaglia P., Dell'Amico G., Guerrini E.** Performance of the turbo coded HomePlug AV system over power-line channel. *International Symposium on PowerLine Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2007, pp. 138-143.
- [53] **J.L. Rebelatto, R.D. Souza, M.E. Pellenz.** On the performance of turbo codes in the presence of typical power line asynchronous impulsive noise. *IEEE Malaysia International Conference on Communication & IEEE International Conference on Networks*. 2005, pp. 797-801.
- [54] **Moulin F.** *Étude de l'impact des bruits impulsifs sur la qualité de transmission d'une liaison ADSL*. Institut National des Sciences Appliquées de Rennes. 2001. Thèse de doctorat. N° d'ordre D 01-01.

- [55] **Iperf**. National Laboratory for Applied Network Research (NLNR/DAST) - TCP and UDP bandwidth performance measurement. [En ligne] <http://sourceforge.net/projects/iperf/>.
- [56] **Shannon. C.E.** Communication in the Presence of Noise. *Proceedings of the IRE*. 1949, Vol. 37, pp. 10-21.
- [57] **Avril G., Gauthier F., Moulin F., Zeddami A., Nouvel F.** Characterization of Time Variation of the Powerline Channel Frequency Response Simultaneously with Impulsive Noise. *International Symposium on PowerLine Communication and its application (ISPLC)*. 2007, pp. 330-335.
- [58] **Sliskovic M.** Impulse Noise Detection Algorithms for Multicarrier Communication Systems - Performance Analysis. *Image and Signal Processing and Analysis*. 2001, pp. 496-501.
- [59] **Kyoungnam S., Latchman H.** Improved Impulse Detection in Power Line Communication Systems. *International Symposium on PowerLine Communication and Its Application (ISPLC)*. 2008, pp. 374-379.
- [60] **Rinne J., Hazmi A.** Impulse Burst Position Detection and Channel Estimation Schemes for OFDM Systems. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 2003, Vol. 49, 3, pp. 539-545.
- [61] **Leung K., Welch L. R.** Erasure Decoding in Burst-Error Channels. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1981, Vol. 27, 2, pp. 160-167.
- [62] **Matsuo H., Umehara D., Kawai M., Morihiro Y.** An Iterative Detection for OFDM over Impulsive Noise Channel. *International Symposium on Powerline Communications and Its Applications (ISPLC)*. 2002, pp. 213-217.
- [63] **Sellier O.** *Etudes d'Algorithmes d'Annulation de Brouilleurs Adaptés à la Réception d'un Signal DRM "Digital Radio Mondiale"*. 2005. Rapport de Stage.
- [64] **Schwager S., Hate M., Hirsch H.** Coexistence between PLT and SW radio broadcast. *ETSI PLT Plugtests*. 2007. [http://portal.etsi.org/STFs/STF\\_HomePages/STF332/STF332.asp](http://portal.etsi.org/STFs/STF_HomePages/STF332/STF332.asp).
- [65] **Shoop.fr**. La mémoire de la FM. [En ligne] <http://www.schoop.fr>.

- [66] **Agilent Technologies.** Spectrum Analysis Basics. *Application Note 150*. 2005.
- [67] **Dallas Semiconductor/Maxim.** *Application Note 1197 : How Quantization and Thermal Noise Determine an ADC's Effective Noise Figure*. 2002. <http://www.21ic.org/maxim/maxim/html/an/AN1197.pdf>.
- [68] **Gasquet C.** *Analyse de Fourier et applications*. s.l. : Masson, 2004. ISBN 2-225-82018-X.
- [69] **Cooley J.W., Tukey J.W.** An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series. *Mathematics of Computation*. 1965, Vol. 19, pp. 297-301.



## Annexe I

### Principe de fonctionnement de l'analyseur de spectre à balayage

Le schéma de fonctionnement d'un analyseur de spectre est décrit sur la figure I.1 :

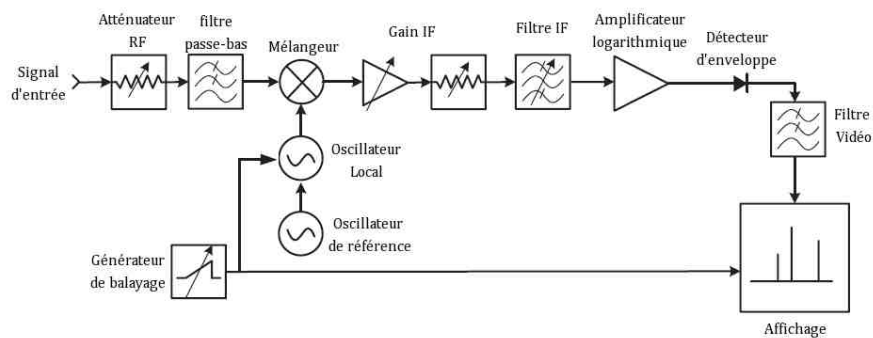


Figure I.1 : Schéma de fonctionnement d'un analyseur de spectre (source : [66]).

Ce schéma montre que le signal d'entrée (*input signal*) est multiplié par un mélangeur (*mixer*) avec une sinusoïde dont la fréquence varie périodiquement. La variation périodique de la fréquence de la sinusoïde est effectuée à l'aide d'un générateur de balayage (*sweep generator* – par exemple un générateur de rampe) et d'un oscillateur local (*Local oscillator* par exemple un oscillateur contrôlé en tension) qui génère un signal de fréquence  $f_0(\tau)$  variable en temps. Le signal est ensuite filtré par un filtre passe-bande (*IF filter*) centré sur la fréquence  $f_{IF}$ .

Le système est configuré pour que la fréquence de l'oscillateur local  $f_0(\tau)$  balaye une plage allant de  $f_{IF}$  à  $2*f_{IF}$ .

Pendant un certain temps, l'oscillateur local va donc générer un signal de la forme :

$$S_{Lo}(t) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (I.1)$$

D'après la théorie de Fourier (cf. annexe VI), le signal d'entrée périodique peut être décomposé en une somme de sinusoïdes dont l'amplitude et la phase sont judicieusement choisies.

$$S_e(t) = \sum_{i=0}^N A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad (I.2)$$

Le signal résultant à la sortie du *mixer* sera alors :

$$S_m(t) = S_e(t) * S_{LO}(t) \quad (I.3)$$

$$S_m(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^N A_i (\cos(2\pi(f_0 - f_i)t + \varphi_i) + \cos(2\pi(f_0 + f_i)t + \varphi_i)) \quad (I.4)$$

La fréquence  $f_{IF}$  du filtre passe bande intermédiaire étant inférieure à la valeur minimale de  $f_0$ , le signal en sortie du filtre passe bande sera donc égal à :

$$S_{IF}(t) = \frac{1}{2} A_i (\cos(2\pi(f_0 - f_i)t + \varphi_i)) \quad (I.5)$$

Avec  $i$  tel que  $f_i = f_0 - f_{IF}$ .

Ainsi, pour une fréquence de l'oscillateur local  $f_0(\tau)$  on peut retrouver l'amplitude  $A_i$  de la composante en  $f_0(\tau) - f_{IF}$  du signal d'entrée, en utilisant par exemple un détecteur d'enveloppe (*Envelope detector*). En faisant glisser la fréquence  $f_0(\tau)$  de l'oscillateur local, l'analyseur de spectre sera alors capable de déterminer la *Densité Spectrale de Puissance* (*DSP* ou *PSD : Power Spectral Density*) du signal d'entrée.

Il est important de noter que ce fonctionnement par balayage ne permet de connaître l'amplitude  $A_i$  de la composante en  $f_0(\tau) - f_{IF}$  qu'à l'instant  $\tau$ . Ce principe de balayage rend impossible toute observation en temps réel de l'ensemble du spectre.

La note technique [66] fournit des détails plus complets sur le fonctionnement d'un analyseur de spectre.

---

## Annexe II      Principe de fonctionnement de l'oscilloscope numérique

L'oscilloscope est un appareil de mesure qui permet d'observer les variations temporelles d'un signal électrique. Pour cela, l'oscilloscope numérique convertit le signal analogique en une suite de valeurs numériques. L'oscilloscope numérique présente l'avantage de permettre à la fois la visualisation des signaux, l'enregistrement de ceux-ci et permet d'appliquer des traitements numériques sur les enregistrements. La figure II.1 présente un diagramme de fonctionnement simplifié d'un oscilloscope numérique.

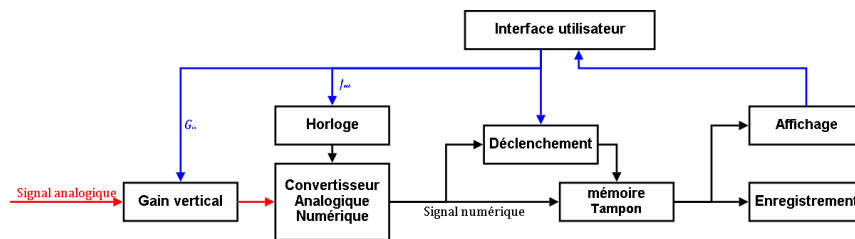


Figure II.1: Diagramme de fonctionnement simplifié d'un oscilloscope numérique.

On voit sur ce diagramme que le signal électrique est périodiquement numérisé à l'aide d'un *Convertisseur Analogique/Numérique* (CAN). Avant cette étape, un gain (dit "gain vertical") est appliqué au signal, et permet de limiter le bruit de quantification du CAN et d'éviter un écrêtage du signal (cf. annexe III).

Le *Convertisseur Analogique/Numérique* est commandé par une horloge interne dont la fréquence d'échantillonnage ( $f_{ech}$ ) peut être réglée par l'utilisateur.

Le *Convertisseur Analogique/Numérique* fonctionne sur une certaine plage de fonctionnement  $[V_{MIN} \ V_{MAX}]$  (par exemple  $[-1V \ +1V]$ ) et avec une certaine résolution  $R$  (par exemple de 8 bits). Une résolution de 8 bits signifie que le signal pourra être quantifié sur  $2^8 = 256$  valeurs.

Les données issues du CAN sont ensuite transférées continuellement à une mémoire tampon rapide dont la taille  $N_{tampon}$  va déterminer la capacité maximale d'acquisition. Une acquisition ne pourra donc pas dépasser une durée  $d$  telle que :



$$d = \frac{N_{\text{tampon}}}{R * f_{ech}} \quad (II.1)$$

Avec  $R$  résolution du *CAN* et  $f_{ech}$  la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope.

Le déclenchement de l'acquisition (*trigger*) peut s'effectuer de plusieurs manières : déclenchement manuel, depuis une source externe mais peut aussi se faire en interne en définissant certaines conditions sur le signal (par exemple la tension d'entrée dépasse un seuil).

Dans un mode de fonctionnement classique, la mémoire tampon est en permanence alimentée par le *Convertisseur Analogique/Numérique* (mémoire de type *FIFO* : *First In, First Out*). Au moment du déclenchement, ce remplissage continue pendant un temps défini avant de s'arrêter. Le contenu de la mémoire tampon est alors transféré pour son enregistrement ou son affichage.

Ce mode de fonctionnement permet d'observer le signal avant et après le déclenchement puisque la mémoire tampon a stocké des informations sur le signal antérieures au déclenchement.

En revanche, il faut noter que le transfert des données depuis la mémoire tampon vers une autre zone de mémoire (telle que le disque dur) prend un temps défini pendant lequel toute nouvelle acquisition est impossible : il faut en effet que la mémoire soit vidée avant toute acquisition par l'oscilloscope.

Globalement, ce temps correspond au temps nécessaire au transfert de la quantité de données contenues dans le buffer. Pour une acquisition d'environ 20 Méga-octets (*20 millions de points* sur *8 bits*) vers un disque dur externe en USB 2.0 nous avons mesuré une période aveugle d'environ *280 ms*.

En raison de son principe de fonctionnement, l'oscilloscope numérique est particulièrement adapté à la mesure des signaux temporels. En revanche, les caractéristiques de ses composants limitent ses performances en termes de sensibilité. C'est notamment le cas du bruit de quantification du *Convertisseur Analogique/Numérique*, qui est présenté dans l'annexe suivante.

---

## Annexe III

### Bruit de quantification du Convertisseur Analogique/Numérique

Nous avons vu que le *Convertisseur Analogique/Numérique* fonctionnait sur une certaine plage de fonctionnement  $[V_{MIN} \ V_{MAX}]$  (par exemple  $[-1V \ +1V]$ ) et avec une certaine résolution  $R$  (par exemple de  $8 \text{ bits}$ ).

Pour chaque tension mesurée, le *CAN* va donc attribuer une valeur numérique avec une sensibilité  $S_{CAN}$  (exprimée en *Volts/bits*) telle que :

$$S_{CAN} = \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{2^R} \quad (III.1)$$

La relation entre tension analogique  $V_{IN}$  et tension numérique  $V_{NUM}$  s'exprime alors par la relation suivante :

$$V_{NUM} = \text{arrondi}\left(\frac{V_{IN}}{S_{CAN}}\right) \quad (III.2)$$

Ainsi, une tension de  $-1V$  pourra être convertie en la valeur numérique  $-128$  (en binaire  $10000000_b$ ), le  $+1V$  (ou plus exactement  $0,992V$ ) sera quantifié en  $+127$  ( $01111111_b$ ). Une tension de  $0,2 \text{ V}$  sera quantifiée en  $+26$  ( $00011010_b$ ).

Comme la valeur du signal est donnée à un bit près, cette opération introduit une imprécision : la valeur binaire  $00011010_b$  code en pratique une tension d'environ  $0,203 \text{ V}$ .

Cette imprécision est traduite sur la figure III.1 par les différences de niveaux entre la courbe rouge (signal numérisé) et bleue (signal analogique).

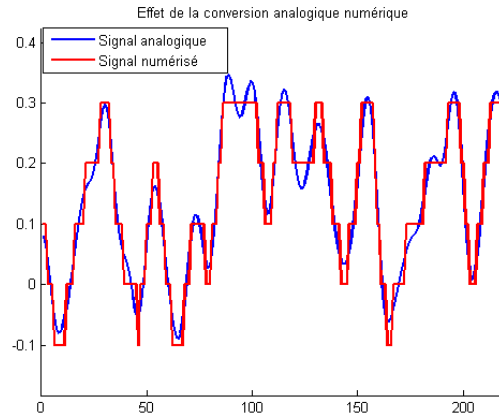


Figure III.1 : Effet de la conversion Analogique/Numérique sur le signal.

Avec un signal d'entrée aléatoire, cette imprécision de la numérisation va créer un bruit qui correspond à un signal aléatoire dont les valeurs sont uniformément distribuées entre  $-\frac{1}{2} S_{CAN}$  et  $+\frac{1}{2} S_{CAN}$  (où  $S_{CAN}$  est la sensibilité du convertisseur).

On va donc observer un bruit blanc uniforme dont la puissance est donnée par la formule (III.3), cf. [67].

$$P_{B_{CAN}} = 10 * \log_{10} \left( \frac{\left( \frac{S_{CAN}}{2\sqrt{2}} \right)^2}{R_{IN}} \right) \text{ (en dBW)} \quad (III.3)$$

Où

- $S$  correspond à la sensibilité du *Convertisseur Analogique/Numérique*.
- $R_{IN}$  correspond à l'impédance d'entrée du convertisseur.

La densité spectrale de puissance du bruit est donc égale à :

$$DSP_{B_{CAN}} = P_{B_{CAN}} + 30 - 10 * \log_{10} \left( \frac{f_{ech}}{2} \right) \text{ (en dBm/Hz)} \quad (III.4)$$

Où

- $f_{ech}$  est la fréquence d'échantillonnage du *Convertisseur Analogique/Numérique*.

Pour un convertisseur fonctionnant sur 8 bits avec une plage de tension de  $\pm 1$  V, le plancher de bruit du *Convertisseur Analogique/Numérique* est d'environ -118 dBm/Hz.

Cette valeur diminue de  $\pm 6,02$  dB selon que l'on rajoute où enlève 1 bit au *Convertisseur Analogique/Numérique*.

Il est néanmoins possible de diminuer l'impact du bruit de quantification en amplifiant analogiquement le signal en entrée du *Convertisseur Analogique/Numérique* et compensant cette amplification par une division sur le signal numérique. En effet, la valeur numérisée du signal correspondant à cette opération est être déterminée par la formule (III.5).

$$V_{NUM} = \frac{1}{G_{IN}} \text{arrondi}\left(\frac{G_{IN} * V_{IN}}{S_{CAN}}\right) \quad (III.5)$$

Le bruit de quantification de la conversion analogique/numérique, déterminé par la sensibilité S, sera par conséquent divisé par le coefficient  $1/G_{IN}$ . La densité spectrale de puissance du bruit de quantification de la conversion est alors déterminée par la formule (III.6) :

$$DSP_{B_{CAN\&G_{IN}}} = DSP_{B_{CAN}} - 20 * \log_{10}(G_{IN}) \quad (III.6)$$

Ainsi, en multipliant analogiquement par 2 le signal en entrée du *Convertisseur Analogique/Numérique* et en divisant numériquement la valeur numérique par 2 en sortie de celui-ci, on baisse de 6 dB le niveau du bruit de quantification.

En prenant en compte le gain en amont du convertisseur, la sensibilité de la conversion analogique numérique peut alors s'écrire selon la formule suivante :

$$S_{CAN\&G_{IN}} = \frac{V_{MAX} - V_{MIN}}{2^R} * \frac{1}{G_{IN}} \quad (III.7)$$

Évidemment, cette amplification reste possible tant que le signal amplifié ne dépasse pas la plage de fonctionnement du CAN. Dans le cas contraire, le signal serait écrêté, ce qui constitue un autre type de bruit créé par le CAN.



---

## Annexe IV      Principe de fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel

L'analyseur de réseau vectoriel est un outil de mesure des caractéristiques d'un quadripôle. Cet appareil permet de donner les paramètres S de ce dispositif, correspondant à la réflexion et la transmission du signal aux différentes entrées et sorties du quadripôle.

- $S_{11}$  : Mesure de la réflexion sur le port 1.
- $S_{21}$  : Mesure de la transmission du port 1 vers le port 2.
- $S_{22}$  : Mesure de la réflexion sur le port 2.
- $S_{12}$  : Mesure de la transmission du port 2 vers le port 1.

La figure IV.1 présente un diagramme de fonctionnement simplifié de l'analyseur de réseau vectoriel pour la mesure des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$ .

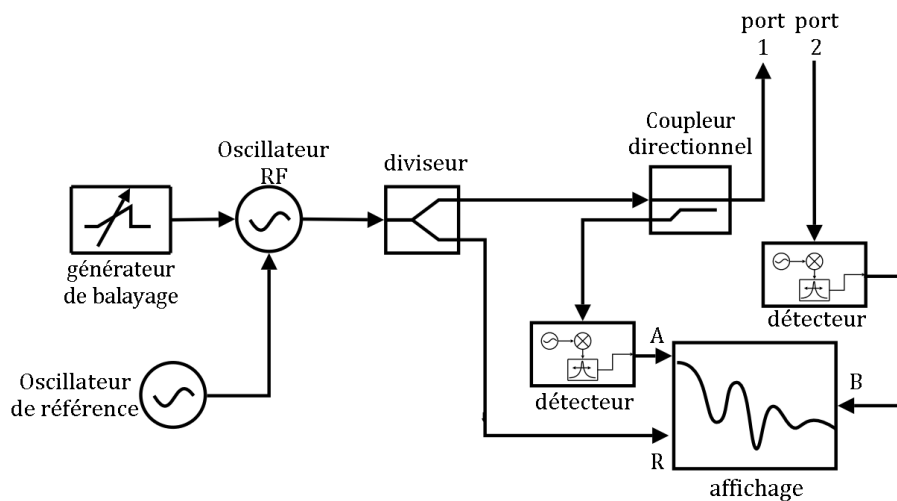


Figure IV.1 : Principe de fonctionnement simplifié d'un analyseur de réseau vectoriel.

Sur ce diagramme, on constate que l'analyseur de réseau génère un signal *Radio-Fréquence (RF)* dont la fréquence varie au cours du temps (phénomène de balayage). Ce signal est divisé en 2 (diviseur de Wilkinson par exemple), une partie est envoyée sur le port 1 de l'analyseur de réseau alors que l'autre partie sert de référence (R). Au niveau du port 1, un coupleur directionnel permet de mesurer le signal réfléchi (paramètre  $S_{11}$ ) sans que celui-ci ne soit perturbé par le signal émis par l'oscillateur RF. Au niveau du port 2, le signal reçu correspond

à la transmission du signal (paramètre  $S_{21}$ ). Dans les deux cas, il est nécessaire d'utiliser un détecteur qui correspond à peu de choses près à ce qui est utilisé par l'analyseur de spectre (multiplication du signal avec un oscillateur local et utilisation d'un filtre de fréquence intermédiaire).

Tout comme l'analyseur de spectre à balayage, l'analyseur de réseau présente les mêmes avantages et inconvénients : l'analyseur de réseau a en effet une très bonne sensibilité fréquentielle compte tenu de son mode de fonctionnement.

En revanche, le phénomène de balayage utilisé le rend inadapté à la mesure des phénomènes temporels de courte durée.

---

## Annexe V La modulation OFDM

La modulation *OFDM* consiste à multiplexer plusieurs signaux de fréquences différentes qui sont gérés indépendamment. Concrètement, cela signifie que plusieurs signaux à bande étroite sont additionnés pour former un signal large bande.

Chaque fréquence, appelée porteuse ou sous-porteuse, est une sinusoïde dont l'amplitude et/ou la phase vont permettre de coder l'information : les différentes combinaisons possibles d'amplitude et de phase forment une constellation dont chaque point peut être associé à un certain nombre de données.

La figure V.1 présente une constellation de type *MAQ-16* (*Modulation d'Amplitude en Quadrature* ou *QAM : Quadrature Amplitude Modulation*) qui peut coder 4 bits (et donc  $2^4=16$  points sur la constellation). Sur cette figure, on voit que le symbole correspondant aux données binaires 1100 est codé avec l'amplitude  $A_k$  et la phase  $\varphi_k$ .

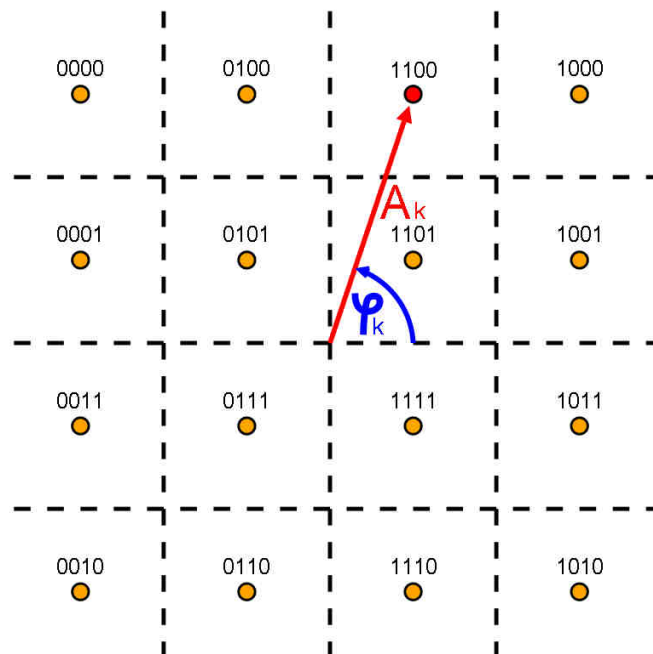


Figure V.1 : Constellation d'une MAQ-16.

La figure V.2 présente une architecture théorique de modulateur *OFDM* : les porteuses  $f_1$  à  $f_4$  sont modulées avec l'amplitude  $A_k$  et la phase  $\varphi_k$  issues du



codage binaire (mise en constellation). Ce type d'architecture est néanmoins impossible à mettre en œuvre compte tenu de la complexité pour un système de transmission avec un grand nombre de porteuses.

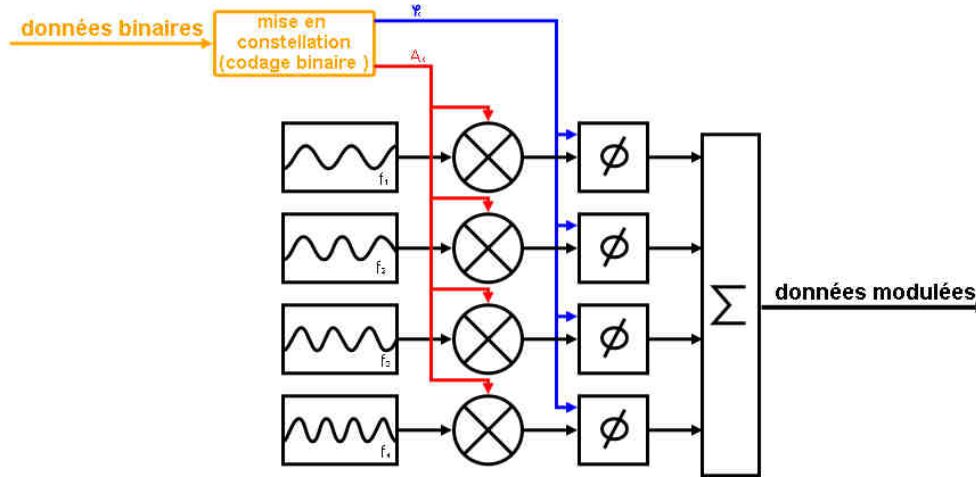


Figure V.2 : modulateur à base de sinusoides.

Le signal global, appelé symbole *OFDM*, composé de l'ensemble des sinusoides de chaque sous-porteuse est ainsi modulé pendant une certaine période ( $T_{OFDM}$ ). À l'issue de ce temps, les données à transmettre sur chaque sous-porteuse seront différentes : un autre point de la constellation est choisi au niveau de chaque sous porteuse. La sinusoides sur chaque sous-porteuse reste donc à la même fréquence mais avec une nouvelle combinaison d'amplitude et de phase à chaque symbole *OFDM*.

Afin d'éviter que le signal d'une sous-porteuse puisse perturber d'autres sous-porteuses, on choisit des fréquences dites orthogonales. C'est-à-dire que :

$$\frac{1}{T_{OFDM}} \int_0^{T_{OFDM}} 2 * \cos(2\pi \cdot f_k \cdot t + \phi_k) * \cos(2\pi \cdot f_j \cdot t + \phi_j) dt = \delta_{k,j} \quad (V.1)$$

Ce qui est équivalent à :

$$\frac{1}{T_{OFDM}} \left[ \int_0^{T_{OFDM}} \cos(2\pi(f_k - f_j) \cdot t + (\phi_k - \phi_j)) + \int_0^{T_{OFDM}} \cos(2\pi(f_k + f_j) \cdot t + (\phi_k + \phi_j)) \right] = \delta_{k,j} \quad (V.2)$$

Avec  $k=j$  on a :

$$\frac{1}{T_{OFDM}} \left[ \int_0^{T_{OFDM}} 1 + \int_0^{T_{OFDM}} \cos(4\pi \cdot f_k \cdot t + (2\phi_k)) \right] = 1 \quad (V.3)$$

Il est donc nécessaire que :

$$\frac{1}{4\pi \cdot f_k \cdot T_{OFDM}} [\sin(4\pi \cdot f_k \cdot T_{OFDM} + 2\phi_k) - \sin(2\phi_k)] = 0 \quad (V.4)$$

Pour un  $\phi_k$  quelconque, cette équation est vérifiée pour :

$$4\pi \cdot f_k \cdot T_{OFDM} = 0 [2\pi] \quad (V.5)$$

Il est donc nécessaire que  $f_k$  soit un multiple de  $1/(2 \cdot T_{OFDM})$ , on peut donc prendre simplement, avec  $n_k$  entier :

$$f_k = \frac{n_k}{2 \cdot T_{OFDM}} \quad (V.6)$$

Pour  $k \neq j$ , la formule (V.2) devient (avec les notations  $f_{k+j} = f_k + f_j$  et  $\phi_{k+j} = \phi_k + \phi_j$ ) :

$$\frac{1}{2\pi \cdot f_{k-j} \cdot T_{OFDM}} [\sin(2\pi \cdot f_{k-j} \cdot T_{OFDM} + (\phi_{k-j})) - \sin(\phi_{k-j})] + \frac{1}{2\pi \cdot f_{k+j} \cdot T_{OFDM}} [\sin(2\pi \cdot f_{k+j} \cdot T_{OFDM} + (\phi_{k+j})) - \sin(\phi_{k+j})] = 0 \quad (V.7)$$

Cette équation est notamment vérifiée si les deux termes sont nuls, ce qui va aboutir, à l'aide de la formule (V.6), aux équations suivantes :

$$\sin(\pi(n_k - n_j) + (\phi_k - \phi_j)) - \sin(\phi_k - \phi_j) = 0 \quad (V.8)$$

$$\sin(\pi(n_k + n_j) + (\phi_k + \phi_j)) - \sin(\phi_k + \phi_j) = 0 \quad (V.9)$$

Pour des valeurs quelconques de  $\phi_k$  et de  $\phi_j$ , ces équations ne sont vérifiées que pour  $n_k - n_j$  et  $n_k + n_j$  pairs, ce qui peut être obtenu si  $n_k$  et  $n_j$  sont de même parité.

En prenant  $n_k$  et  $n_j$  pairs, peut déduire que les valeurs de fréquence orthogonales possibles pour un symbole *OFDM* de durée  $T_{OFDM}$  sont :

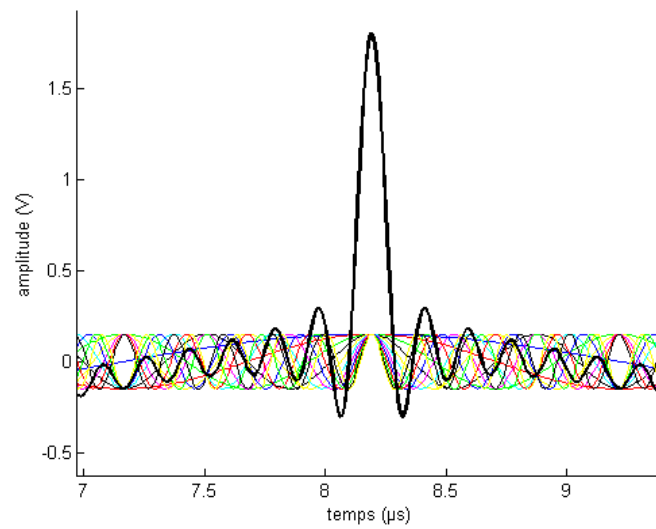
$$f_k = \frac{k}{T_{OFDM}} \quad (V.10)$$

Dans tous les cas, le paramètre important est que la distance fréquentielle (pas fréquentiel) entre 2 porteuses soit  $\Delta f = 1/T_{OFDM}$ .

Si l'architecture du modulateur *OFDM* présenté sur la figure V.2 est théoriquement réalisable, son application pratique est à peu près impossible en raison du nombre de modulateurs, multiplieurs etc. qu'il serait nécessaire d'employer.

Une autre technique est donc employée et se base sur la théorie de Fourier qui est décrite dans l'annexe suivante.

Le *PAPR* (*Peak to Average Power Ratio* – Rapport de puissance crête/puissance moyenne) d'un signal *OFDM* est malheureusement assez élevé. En effet, la superposition de sinusoïdes qui se produit au niveau du symbole *OFDM* peut conduire à l'apparition de pics sur le signal temporel comme le montre la figure V.3.



*Figure V.3 : Superposition de sinusöides (courbes colorées) et signal global (noir).*

Cette forte amplitude maximale du signal pose quelques limitations, notamment au niveau du *Convertisseur Analogique/Numérique* du récepteur. Cette forte amplitude va en effet limiter le gain du *Contröleur Automatique de Gain* et diminuer les performances des systèmes (cf. annexe III).



---

## Annexe VI La transformée de Fourier

La théorie de Fourier permet de passer du signal temporel au spectre fréquentiel (*Transformée de Fourier*) et inversement du spectre fréquentiel au spectre temporel (*Transformée de Fourier Inverse*) (cf. [68]).

Cette technique est particulièrement utilisée pour moduler un signal *OFDM*, les données à transmettre sur chaque porteuse (amplitude et phase) sont converties dans le domaine temporel à l'aide de la *Transformée de Fourier Inverse Discrète* qui correspond à la formule (V.1) :

$$s(t) = \sum_{f=0}^{F-1} S(f) * e^{2i\pi \cdot t \cdot \frac{f}{F}} \quad (VI.1)$$

Pour que le signal  $s(t)$  soit réel, il est nécessaire d'avoir :

$$S(-f) = S^*(f) \quad (VI.2)$$

Le signal résultant  $s(t)$  est alors échantillonné à une fréquence de  $f_{ech}=K/T_{OFDM}$  qui doit être, d'après le théorème de Nyquist-Shannon [56], moins 2 fois supérieure à la fréquence maximale du signal.

L'opération de *Transformée de Fourier Discrète* est une opération symétrique qui permet de retrouver les caractéristiques fréquentielles (amplitude et phase) d'un signal temporel. Au niveau mathématique, l'opération de transformée de Fourier et de Transformée de Fourier inverse sont rigoureusement identiques (à un coefficient près) comme le montre la formule (VI.3).

$$S(f) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{T-1} s(t) * e^{2i\pi \cdot f \cdot \frac{t}{T}} \quad (VI.3)$$

La complexité d'évaluation des formules (VI.1) et (V.3) sont de l'ordre de :  $\mathcal{O}(K^2)$  mais il existe des algorithmes rapides qui baissent cette complexité à  $\mathcal{O}(K * \ln(K))$  (cf. [69]). On appelle ces algorithmes respectivement *Transformée de Fourier Rapide Inverse* (TFRI ou IFFT : *Inverse Fast Fourier Transform*) et *Transformée de Fourier Rapide* (TFR ou FFT : *Fast Fourier Transform*).

Pour l'étude des perturbations électromagnétiques, l'utilisation de la transformée de Fourier permet d'obtenir les caractéristiques fréquentielles de la perturbation.

Cependant, cette étude doit être menée avec précaution car l'utilisation de la transformée de Fourier sur des signaux non-périodiques risque d'engendrer des erreurs d'interprétation.

### Utilisation de la transformée de Fourier sur des signaux non périodiques

Le but de ce paragraphe est de montrer un exemple concret afin d'appréhender les raisons pour lesquelles une transformée de Fourier n'est pas adaptée à l'étude d'un signal non stationnaire.

Prenons par exemple un signal sinusoïdal parfait de fréquence  $f_0$  représenté sur la figure VI.1 avec  $f_0 = 488,2 \text{ kHz}$ .

$$s(t) = \cos(2\pi f_0 \frac{t}{T}) \quad (VI.4)$$

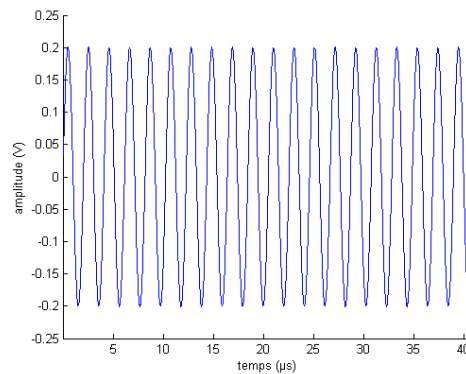


Figure VI.1 : Sinusoïde à 488,2 kHz.

D'après les formules d'Euler :

$$s(t) = \frac{e^{2\pi i f_0 \frac{t}{T}} + e^{-2\pi i f_0 \frac{t}{T}}}{2} \quad (VI.5)$$

On a donc, d'après la formule (V.1) :

$$S(f) = \sum_{t=0}^{T-1} \frac{e^{2\pi i f_0 \frac{t}{T}} + e^{-2\pi i f_0 \frac{t}{T}}}{2} * e^{2\pi i f \frac{t}{T}} \quad (VI.6)$$

Pour  $f=f_0$ , on a :

$$S(f_0) = \sum_{t=0}^{T-1} \frac{e^{4\pi i f_0 \frac{t}{T}} + e^0}{2} \quad (VI.7)$$

$$S(f_0) = 0 + \frac{T}{2} \quad (VI.8)$$

Pour  $f_i \neq f_0$  on a :

$$S(f_i) = \sum_{t=0}^{T-1} \frac{e^{2\pi i (f_i + f_0) \frac{t}{T}} + e^{2\pi i (f_i - f_0) \frac{t}{T}}}{2} \quad (VI.9)$$

$$S(f_i) = 0 \quad (VI.10)$$

Dans cet exemple, la transformée de Fourier du signal  $s(t)$  montre bien la présence d'une puissance à la fréquence  $f_0$  ce qui se traduit par une raie sur le spectre comme le montre la figure VI.2.

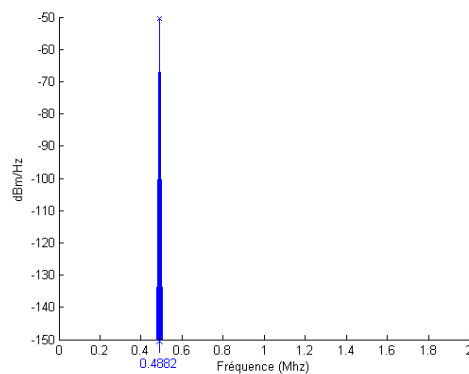


Figure VI.2 : Densité spectrale de puissance de la sinusoïde à 488,2 kHz.

Prenons maintenant l'exemple d'un signal toujours sinusoïdal, mais que l'on inverse au milieu de la période de mesure. Ce signal, défini d'après les formules (VI.11) et (VI.12) est représenté sur la figure VI.3.



$$s(t) = \cos\left(2\pi f_0 \frac{t}{T}\right) \text{ pour } t = [0 \ (T/2 - 1)] \quad (VI.11)$$

Et :

$$s(t) = -\cos\left(2\pi f_0 \frac{t}{T}\right) \text{ pour } t = [T/2 \ T] \quad (VI.12)$$

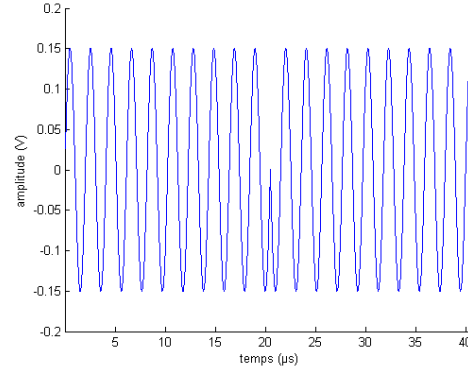


Figure VI.3 : Sinusoïde s'inversant en son milieu.

On a alors :

$$S(f) = \sum_{t=0}^{T/2-1} \frac{e^{\frac{2\pi i((f+f_0)t}{T})} + e^{\frac{-2i\pi(f-f_0)t}{T}}}{2} - \sum_{t=T/2}^T \frac{e^{\frac{2\pi i((f+f_0)t}{T})} + e^{\frac{-2i\pi(f-f_0)t}{T}}}{2} \quad (VI.13)$$

Pour  $f=f_0$  :

$$S(f_0) = \sum_{t=0}^{T/2-1} \left(\frac{e^{4\pi i f_0 \frac{t}{T}}}{2} + 1\right) - \sum_{t=T/2}^T \left(\frac{e^{4\pi i f_0 \frac{t}{T}}}{2} + 1\right) \quad (VI.14)$$

$$S(f_0) = 0 \quad (VI.15)$$

La transformée de Fourier nous "montre" qu'il n'y a aucune énergie à la fréquence  $f_0$  ! Cette énergie est en fait reportée sur des porteuses  $f_i \neq f_0$  comme le montre la figure VI.4:

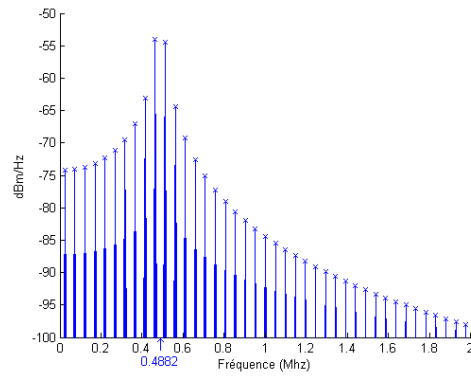


Figure VI.4 : DSP de la sinusoïde s'inversant en son milieu.

L'utilisation de la transformée sur un signal non périodique doit donc être effectué avec beaucoup de précautions pour éviter de faire de mauvaises interprétations car une transmission qui se déroule pendant l'intervalle de temps 0 et  $T/2$  sera bel est bien perturbé au niveau de la fréquence  $f_0$ .



---

## Annexe VII    Fonctionnement d'un hacheur et impact sur le bruit impulsif périodique asynchrone

Les hacheurs sont des dispositifs de conversion de tension continu/continu qui peuvent être utilisés dans des alimentations électriques. Le rendement de ce type d'alimentations est beaucoup plus important que celui d'alimentations linéaires classiques, et leur encombrement est beaucoup moins important.

En ouvrant et en fermant de façon périodique un interrupteur, le hacheur série permet d'atténuer (hacheur dévolteur) ou d'amplifier une tension continue (hacheur survolteur). Dans le cas d'alimentations à découpage, il s'agit principalement d'hacheurs dévolteurs.

La figure VII.1 présente un schéma de fonctionnement d'un hacheur dévolteur : l'interrupteur  $k$  est un transistor (interrupteur commandé en tension) et la diode  $d$  est dite de "roue libre".

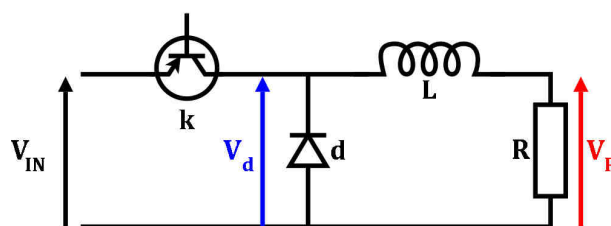


Figure VII.1 : hacheur série dévolteur.

Lorsque l'interrupteur  $k$  est fermé la tension continue d'entrée est directement transmise à la bobine  $L$ , qui va emmagasiner l'énergie. La diode de "roue libre" est alors bloquante ce qui est équivalent à un circuit ouvert (figure VII.2).

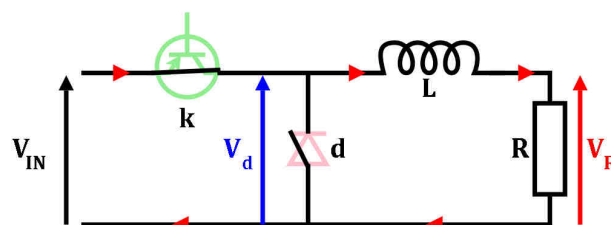


Figure VII.2 : fonctionnement avec  $k$  fermé.

Au niveau de la charge (R), la tension  $V_R$  augmente progressivement avec le stockage de l'énergie dans l'inductance.

Lorsque l'interrupteur s'ouvre (figure VII.3), la bobine libère l'énergie qu'elle a emmagasinée dans la charge par l'intermédiaire de la diode de "roue libre". La tension au niveau de la charge décroît progressivement.

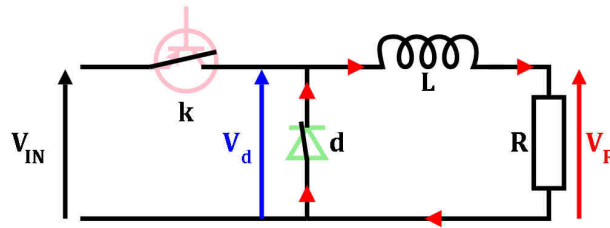


Figure VII.3 : fonctionnement avec k ouvert.

Avec un fonctionnement périodique de durée T (période de hachage), la tension au niveau de l'interrupteur k (en bleu) et de la charge (en rouge) sont présentés sur la figure 3. On constate sur la figure VII.4 que le signal au niveau de la charge est lissé par la bobine.

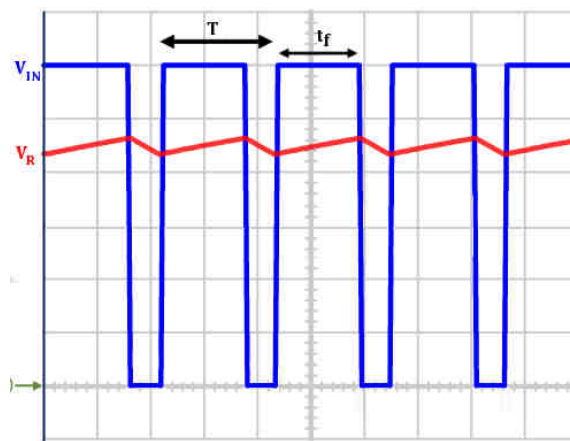


Figure VII.4 : Tensions au niveau du hacheur.

Il est possible de modifier la tension au niveau de cette charge en modifiant le rapport entre le temps pendant lequel l'interrupteur est fermé par rapport à la période de hachage, c'est le rapport cyclique  $\alpha$ .

$$\alpha = \frac{t_f}{T} \quad (VII.1)$$

Pour lisser la tension en sortie du hacheur, il est possible d'augmenter la valeur de l'inductance  $L$  ou de diminuer la période de hachage  $T$ .

En pratique, les alimentations à découpage que l'on trouve dans le commerce ont une période de hachage pouvant aller de  $0,05\text{ ms}$  à  $0,1\text{ ms}$  (soit une fréquence de  $10\text{ kHz}$  à  $200\text{ kHz}$ ). Le rapport cyclique des blocs d'alimentation s'adapte en fonction de l'impédance de la charge ( $R$ ) afin de fournir une tension continue en sortie du bloc.

Au niveau du réseau électrique, ces commutations de transistor très rapides vont générer des impulsions de forte intensité, dont la fréquence de répétition correspond à la fréquence de hachage (cf. figure 2.18 page 91).



---

## Annexe VIII Effet du pont de Graëtz sur les phénomènes périodiques synchrones avec le 50 Hz

L'apparition de bruit périodique synchrone avec la fréquence du secteur peut être expliquée avec l'exemple du redresseur. Ce composant est utilisé dans les alimentations et son fonctionnement est basé sur l'utilisation d'un pont de Graëtz (pont de diodes) qui va redresser la tension alternative (cf. figure VIII.1).

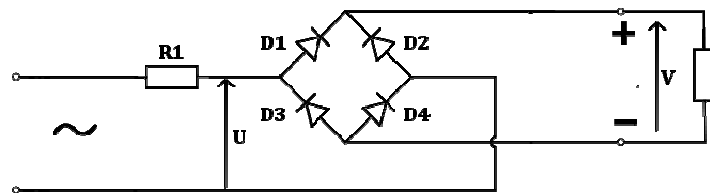


Figure VIII.1 : Pont de Graëtz.

Lorsque la tension  $U$  est positive, les diodes D2 et D3 sont bloquantes (circuit ouvert) et les diodes D1 et D4 sont passantes (circuit fermé). On a alors  $V=U$ .

Inversement, lorsque la tension  $U$  est négative, ce sont les diodes D1 et D4 qui sont bloquantes et les diodes D2 et D3 qui deviennent passantes. On a alors  $V=-U$ .

$V$  est donc la tension redressée telle que  $V=\text{abs}(U)$  (cf. figure VIII.2).

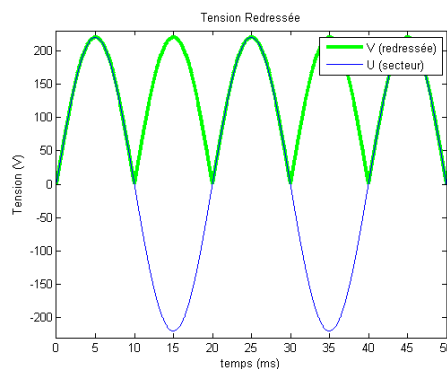


Figure VIII.2 : Tension redressée par un pont de Graëtz.

Cette variation brutale du caractère bloquant/passant des diodes va avoir un effet comparable à la commutation d'un interrupteur et risque de provoquer de brèves impulsions.



Généralement, un montage de type pont de Graëtz **(1)** est complété par la présence d'une capacité **(2)** qui va lisser la tension en sortie (V) (cf. figure VIII.3).

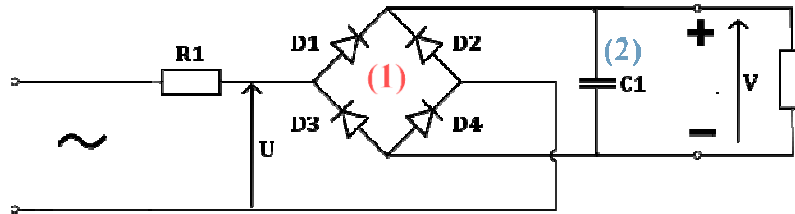


Figure VIII.3 : Pont de Graëtz avec condensateur.

On retrouve ce schéma dans de nombreuses alimentations, la figure VIII.4 présente une photo d'une alimentation sur laquelle on distingue très clairement ces composants :

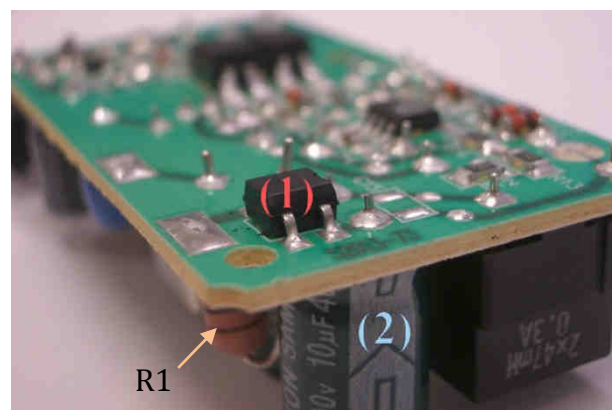
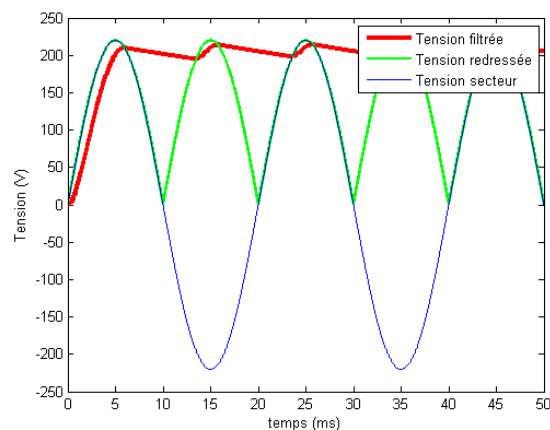


Figure VIII.4 : Alimentation fonctionnant à partir d'un pont de Graëtz.

Dans ce cas, lorsque la tension  $U$  (en valeur absolue) est inférieure à la tension  $V$ , le pont de Graëtz va isoler le condensateur de la tension du secteur. En effet, si  $V > \text{abs}(U)$  on a D1, D2, D3 et D4 qui sont bloquantes (circuit ouvert).

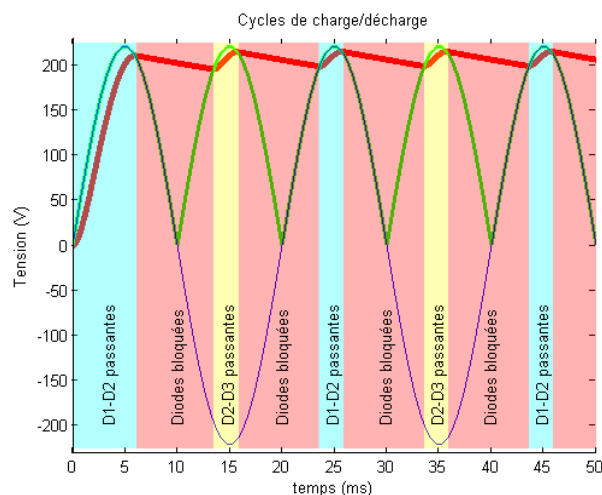
En revanche, lorsque la tension  $V$  est inférieure à la tension  $U$  (en valeur absolue), les diodes (soit D1 et D4, soit D2 et D3) deviennent passantes et le condensateur va se recharger.

La tension aux bornes du condensateur est présentée en rouge sur la figure VIII.5.



*Figure VIII.5 : Tension aux bornes du condensateur.*

On peut analyser sur la l'état des diodes lors des cycles de charge et de décharge.



*Figure VIII.6 : Cycles de charge/décharge du condensateur.*

L'impédance de ce dispositif va donc avoir un comportement variable selon l'état de la phase du 50 Hz. En effet, lorsque toutes les diodes sont bloquées, l'impédance du bloc d'alimentation est infinie (circuit ouvert) ce qui n'est pas le cas lorsque les diodes D1-D4 ou D2-D3 seront passantes.

De plus, si la charge en sortie du redresseur comporte un dispositif générant des perturbations électromagnétiques, ces perturbations seront présentes sur le réseau uniquement lorsque les diodes D1 et D4 ou D2 et D3 sont passantes. On assiste donc à des variations périodiques du bruit stationnaire, notamment lorsqu'un hacheur est présent en aval du redresseur (cf. annexe VII).

## Résumé

Avec le développement des techniques d'accès telles que le xDSL ou le FTTH, la plupart des opérateurs de télécommunications proposent de nouveaux services à très haut débit, tels que l'Internet, la téléphonie ou la télévision sur IP.

En prolongement du réseau d'accès, l'utilisation de systèmes à courants porteurs domestiques permet d'accéder à l'ensemble de ces services au niveau de chaque prise de l'habitation. Cependant, le réseau électrique n'est pas adapté pour la transmission d'un signal numérique et les autres dispositifs électriques connectés risquent de perturber la communication.

Ce travail de thèse consiste à analyser le fonctionnement des systèmes à courants porteurs face à ces perturbations et propose plusieurs solutions d'optimisation complémentaires.

D'une part, nous nous sommes intéressés à la détection et la mitigation des perturbations impulsives, en exposant des techniques qui ont permis d'améliorer les performances et la qualité de service des systèmes.

D'autre part, nous développons des algorithmes de diminution du bruit introduit par le convertisseur analogique/numérique, ce qui permet de résoudre de fortes contraintes d'implémentation.

Enfin, l'étude s'attache à définir une meilleure gestion du spectre de puissance, afin d'augmenter les débits et la qualité de service tout en respectant les contraintes de la réglementation.

---

## Abstract

With the emergence of broadband network technologies like ADSL or FTTH, most telecommunication service providers offer new high data rate services, such as broadband Internet, voice over IP and IP television.

The use of indoor powerline systems allows the user to have access to each of these services via any socket in the house. However, the electrical network is not designed for the transmission of digital signals. Moreover, other electrical devices may generate some interference degrading the communication link.

This Ph. D. analyses the powerline systems performance in the presence of these limitations and suggests several optimization solutions according to different complementary axes.

Firstly, we study the detection and mitigation of impulsive noise, in order to improve the system performance in the presence of physical disruption.

Secondly, we develop algorithms liable to reduce the analog to digital converter noise which can solve implementation limitations.

Finally, the study explores a better power spectrum, management, in order to increase data rates while respecting regulation constraints.

---

## Mots Clés

Courants Porteurs en Ligne  
Bruit Impulsif  
Fonction de transfert  
Variations périodiques

Analyse Temps/Fréquence  
Bruit de quantification  
Allocation de puissance  
CEM cognitive